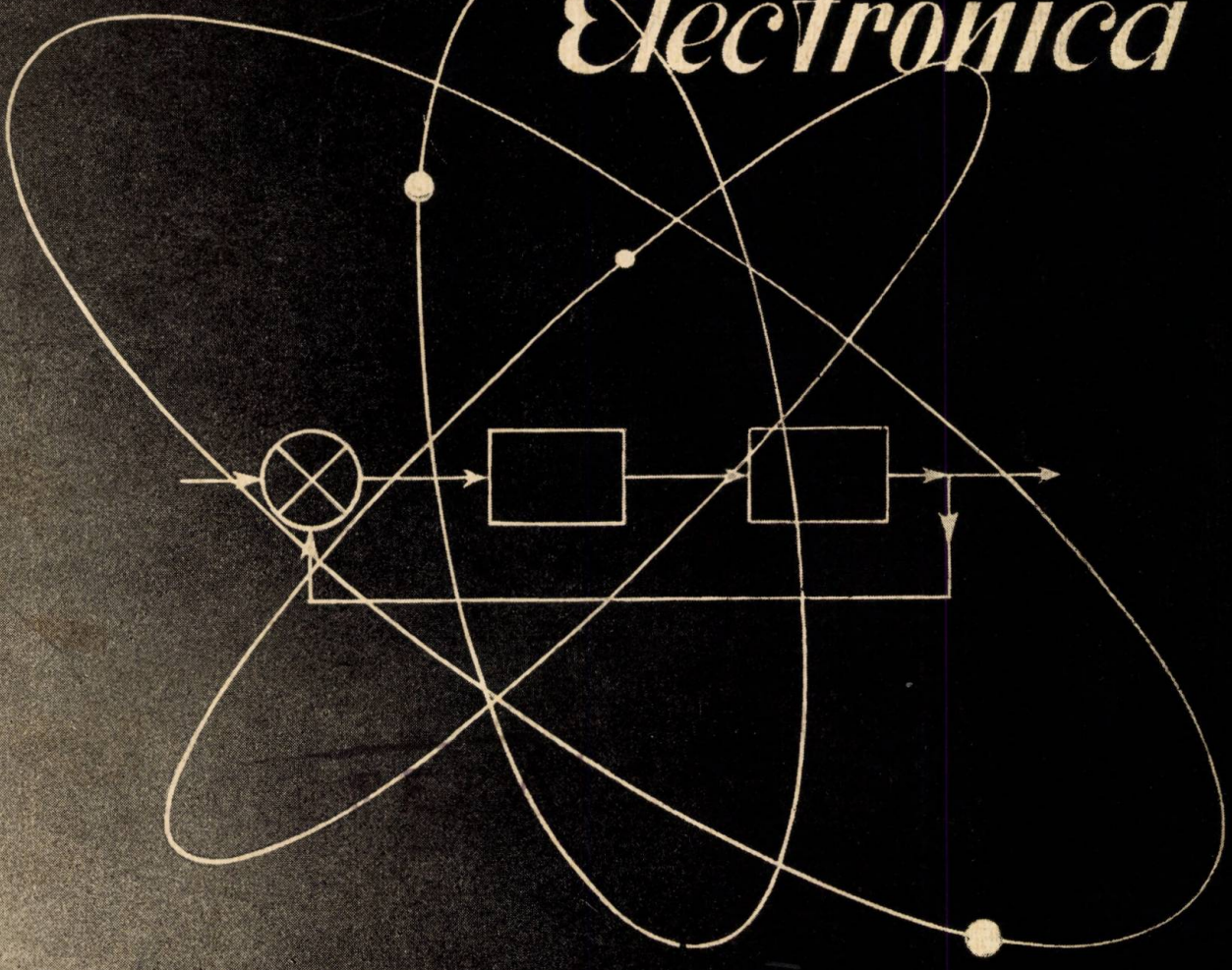
E 25

Automatica și Electronica



1

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
ÜRMEH - CSERE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

KAT

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. Fr. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN.

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.*
8. *Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.*
9. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
10. *Nivelul articolelor va fi înalt.*
11. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.*
12. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, romane, grecești, germane etc.*
13. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista tomul, anul, numărul, paginile.*
14. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
15. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*
16. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
17. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
18. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.*

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 3.48.00. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: pentru întreprinderi: lei 96, individual lei 30. — Prețul unui exemplar: lei 5. — Abonamentele se primesc la sediile administrației sau redacției mai sus indicate
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Nr. 3 — București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. I (1958) nr. 1 (ian. — febr.), pag. 1 — 48

SUMAR

POWELL, C.F. :

Mesaj către oamenii de știință

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 1—2.

Ședința Consiliului Central A.S.I.T. din 16 februarie 1958

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 3—6.

CZ 621 — 52 : 37

EDITORIAL :

O inițiativă importantă : cicluri de automatică pentru inginerii din producție

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 7.

CZ 621.375.68 : 621.375.3

BĂLĂ, C. :

Mașini amplificatoare și amplificatoare magnetice

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 8—15.

Se prezintă principiile de funcționare ale mașinilor amplificatoare și ale amplificatoarelor magnetice ; din analiza expresiilor obținute pentru constantele de timp și factorii de amplificare de putere se constată că la întrebuințarea acelorași materiale feromagnetice în construcție, mașinile amplificatoare sînt superioare amplificatoarelor magnetice. Prin folosirea materialelor magnetice speciale, amplificatoarele magnetice au calități comparabile cu cele stabilite de mașinile amplificatoare. Mașinile amplificatoare constituie principalul amplificator de putere în cele mai multe scheme realizate pînă în prezent : folosirea amplificatoarelor magnetice ca preamplificatoare conduce la simplificarea schemelor aplicate în scopul măririi stabilității de funcționare.

CZ 621.365.92 : 621.373.4.072.86

VAZACA, CHR. :

Generator electronic experimental pentru încălzirea dielectrică cu adaptare automată a sarcinii

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 16—22.

Se descrie un generator electronic experimental pentru încălzire dielectrică de 1,25 kW, 30 MHz. Pentru menținerea condițiilor optime de funcționare se folosește un dispozitiv de adaptare automată a sarcinii, care reglează capacitatea circuitului oscilant cu ajutorul unui termomecanism. Se menține constant curentul mediu anodic în timpul intervalului de încălzire a materialului dielectric.

CZ 537.533.331

ȚUGULEA, A. :

O aproximație mai bună a distribuției potențialului și cîmpului pe axa unei lentile electronice

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 23—29.

Se deduce pe cale analitică expresia potențialului și cîmpului pe axa lentilei electronice formată din doi cilindri coaxiali cu diametre egale. Formulele sînt obținute considerînd cilindrii de lungime infinită. Pentru interstiții mari se obține o aproximație mai bună care dă erori sub 3%

CZ 621.384.62

GRECESCU, M. :

Acceleratoare liniare de electroni

Automatica și electronica, II (1958) nr. 1, p. 29—36

Se descrie principiul de funcționare al acceleratoarelor liniare de electroni, după care se insistă asupra unor particularități pe care le prezintă construcția acestora. Se încheie cu aplicațiile acceleratoarelor liniare de electroni.

NOTE DE LABORATOR, p. 37—39.

COMENTARII, p. 39—41.

CRONICĂ, p. 41—46.

RECENZII, p. 47—48.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 1–48) Nr. 1, ianuarie–februarie București, 1958

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1883

C. F. POWELL*)

Mesaj către oamenii de știință

La începutul acestui an, într-o situație mult mai primejdioasă pentru omenire decît înainte, dar — totodată — mai bogată în posibilități de bunăstare, este oportun să trecem în revistă realizările și eșecurile anului ce a trecut și să încercăm să distingem principalele sarcini pentru viitor. Spre a contribui la informarea oamenilor de știință din lumea întreagă, care se consacră sarcinii de a asigura ca marile realizări științifice ale timpului nostru să nu conducă la o catastrofă nucleară, ci să fie larg folosite în toate țările pentru progresul omenirii, Federația Mondială a Oamenilor de Știință le adresează — o dată cu urările sale prietenești — următorul mesaj:

Anul 1957 s-a remarcat printr-un șir de succese deosebite: în fizică, de exemplu, au fost realizate progrese însemnate pentru înțelegerea rolului „parității" și a legăturii sale cu reacțiile și transformările, care pun în cauză particule instabile, mezonii și hiperonii; pe de altă parte, au fost produse — la scară redusă — reacții termonucleare controlate, succes care va apropia, fără îndoială, clipa în care vom putea conta pe acest foarte abundent izvor de energie. În domeniul biologiei, au fost realizate mari progrese în studiul constituției moleculare a celor mai mici ființe vii, în particular asupra virusurilor și asupra mecanismului de reproducere a celulelor, progrese care aduc speranța unui mare control asupra proceselor vitale și asupra bolilor.

Ritmul continuu și din ce în ce mai accentuat al descoperirilor științifice este o consecință inevitabilă a aplicării generalizate și crescînde a mijloacelor științifice la toate aspectele problemelor umane. Dacă vom izbuti să prevenim o catastrofă nucleară, va trebui să ne așteptăm la un ritm accelerat al descoperirilor științifice, cu toate surprizele și posibilitățile ce decurg și inovațiile tehnice la care acestea vor conduce. Progresele științifice ale anului trecut au fost realizate în multe țări, subliniind în felul acesta importanța punerii în valoare a tradițiilor și a capacităților științifice ale mai multor națiuni sau, mai bine, ale tuturor națiunilor. Între altele, o demonstrație strălucită a avantajelor cooperării științifice internaționale o constituie succesele legate de anul geofizic internațional. Acesta este cel mai mare efort internațional de cercetare planificată întreprins cîndva și succesul său a fost asigurat prin marea realizare a oamenilor de știință din U.R.S.S., care au așezat pe orbite doi sateliți artificiali ai pămîntului; fără îndoială că și alte realizări asemănătoare vor urma din alte țări. Încă nu este cu putință să prevedem toate consecințele științifice și tehnice ale acestei mari realizări, dar este de pe acum evident că observarea acestor sateliți, din centrele stabilite în numeroase țări, va contribui în mare măsură la sporirea cunoștințelor noastre despre razele cosmice, ionosferă, structura pămîntului, cum și în alte domenii. Succesele acestor experiențe ne dau un exemplu concret de valoarea unui efort coordonat folosind științe și tehnici diferite.

Dar, dacă marile progrese științifice ale anului trecut subliniază caracterul internațional al științei, arătînd importanța unei colaborări mai strînse între oamenii de știință din diferite țări, ele nu au reușit — totuși — să slăbească cîtuși de puțin încordarea existentă între cele două mari grupuri de puteri. Mai mult încă, trebuie să recunoaștem că noul an începe într-o atmosferă de mare neliniște și că unele dintre noile progrese au întărit cele mai primejdioase tendințe de a face abuz de progresele științei. Cursa înarmărilor s-a accelerat și tinde să acapareze o parte din ce în ce mai mare din resursele statelor; experiențele cu arme nucleare continuă; avioane încărcate cu bombe de hidrogen sînt în permanență în zbor, în timp ce rachete încărcate

*) Dl. C. F. POWELL este președintele Federației Mondiale a Oamenilor de Știință.

sînt gata de a fi folosite. De aici rezultă primejdia mereu crescîndă a declanşării crizei de către unele accidente întîmplătoare sau eventuale neînţelegeri. Faţă de această permanentă ameninţare, se înţelege că numărul celor conştienţi de necesitatea imperioasă a găsirii unei ieşiri din actualul impas politic, pentru îndepărtarea unei inerente catastrofe, creşte din ce în ce mai mult.

Deşi se poate spune că există — într-adevăr — tot mai multe opinii influente în favoarea găsirii căii spre o înţelegere generală şi onorabilă, pe care toate marile puteri să o poată accepta în mod reciproc — această părere fiind în foarte mare măsură sprijinită de popoarele lumii — ar fi totuşi greşit şi primejdios să se considere că aceasta este universală şi că greutăţile întîmpinate pentru realizarea unei înţelegeri sînt numai de ordin tehnic.

Mai sînt mulţi aceia care nu înţeleg că un război dus cu arme nucleare ar constitui sfîrşitul civilizaţiei noastre, că viaţa — pentru cei ce vor supravieţui — va fi cu totul alta decît cea pe care o trăim astăzi şi că, deci, războiul — în condiţiile actuale — ar însemna distrugerea a tot ce a clădit omenirea de-a lungul ultimilor şase mii de ani. De aceea, este foarte important ca cei ce văd mai limpede pericolul ce ne ameninţă să lupte, pe toate căile şi cu toată fiinţa lor, pentru evitarea catastrofei, punîndu-se cu totul în slujba păcii şi căutînd — în acest scop — a face cît mai larg cunoscute adevăratele rezultate la care ar duce un eventual război.

Bineînţeles că oamenii de ştiinţă trebuie să continue a contribui la orientarea opiniei publice din toate ţările în favoarea unei reglementări paşnice a divergenţelor dintre marile puteri; dar situaţia este atît de gravă, încît ei nu trebuie să se mulţumească cu declaraţii generale asupra actualelor primejdii şi cu apeluri insistente pentru o reglementare. O caracteristică esenţială a situaţiei actuale este că, chiar dacă oamenii de stat ai tuturor ţărilor s-ar declara fără rezervă în favoarea unui acord, ar mai exista totuşi încă mari dificultăţi în găsirea unei soluţii acceptabile generale. Se poate presupune, în mod rezonabil, că oamenii de stat cei mai de frunte nu doresc un război general cu arme nucleare şi nici că le consideră drept instrumente de politică; dar întreaga tehnică a timpului nostru progresează cu paşi uriaşi, iar în lipsa unui acord, primejdiile unor accidente neprevăzute ce ar putea precipita o catastrofă devin din ce în ce mai serioase.

În această situaţie, oamenilor de ştiinţă le revine o răspundere mult mai mare decît în trecut. Există o criză de încredere, combinată cu o creştere fără precedent a puterii militare. Conducătorii multor ţări îşi dau perfect de bine seama de primejdiile pe care le implică creşterea puterii distructive a armelor nucleare, dar — în lipsa încrederii reciproce — şovăie să se bazeze, în ce priveşte securitatea lor, pe acorduri a căror punere în aplicare ar fi greu de verificat. Aşadar, în actuala situaţie, cum poate fi întocmit un acord care să poată prevedea garanţii reciproce? Aceasta constituie o problemă atît de gravă şi de complexă, încît nu poate fi rezolvată decît prin chemarea laolaltă a întregii capacităţi creatoare a omenirii.

Dacă oamenii de ştiinţă urmează a înlesni rezolvarea actualelor dificultăţi politice, ar trebui ca ei să aibă un rol în chestiunile de stat, lucru pe care în trecut unii l-au considerat inoportun. Într-adevăr, se pare că oamenii de ştiinţă îşi asumă din ce în ce mai mult o răspundere individuală şi colectivă în ce priveşte utilizarea, directă şi indirectă, a activităţii lor. Într-o epocă în care ştiinţa şi tehnica vor juca un rol mereu crescînd, aceasta constituie o tendinţă care nu numai că nu poate fi împiedicată, dar — dimpotrivă — trebuie încurajată. Oamenii de ştiinţă sînt competenţi în domeniile lor specifice de studiu; de asemenea, în chestiunile de stat ei nu sînt mai puţin competenţi decît unele servicii ale multor ţări, care exercită o influenţă considerabilă asupra vieţii publice. Mai mult chiar, oamenii de ştiinţă au mai degrabă posibilitatea de a aprecia consecinţele eventuale ale propriilor lor descoperiri decît multe alte departamente ale comunităţii noastre. De aceea, ei sînt bine pregătiţi pentru a face faţă evenimentelor dintr-o lume care este în schimbare cu o repeziciune fără precedent şi pentru a cunoaşte serioasa urgenţă a actualei noastre situaţii.

Datorită tuturor acestor motive, este important ca întreaga comunitate ştiinţifică, din cît mai multe ţări, să contribuie la formarea opiniei cu o mai mare eficacitate decît în trecut. Este limpede că datoria lor imediată — în multe ţări — este aceea de a grăbi extinderea, cît mai curînd posibil, a cercetărilor şi a educaţiei ştiinţifice, în aşa fel încît ţările respective să nu rămînă în urmă în epoca ştiinţifică în care, în absenţa unui război distructiv, ne mişcăm atît de repede.

Indignaţi de felul în care s-a abuzat de ştiinţă pentru dezvoltarea armelor de distrugere în masă, unii oameni de ştiinţă au pus la îndoială legalitatea continuării cercetărilor lor. Trebuie recunoscut însă că cercetarea legilor naturii şi mijloacele controlării ei, atîta timp cît nu sînt îndreptate în scopuri distructive, a devenit o activitate absolut esenţială în vederea continuării bunăstării omenirii. Toţi oamenii de ştiinţă îşi pot continua lucrările cu conştiinţa împăcată dacă adoptă o poziţie hotărîtă şi deschisă în vederea asigurării opiniei publice de pretutindeni că cercetările

lor sînt folosite numai în scopuri umane şi nici decum distructive.

Federaţia mondială a oamenilor de ştiinţă transmite tuturor oamenilor de ştiinţă cele mai bune urări pentru 1958 şi speră ca munca sa, pentru întărirea legăturilor de prietenie şi de încredere care unesc — în sarcina lor comună — pe oamenii de ştiinţă din toate ţările, să fie mai eficace decît în trecut. Federaţia va fi — aşadar — în orice moment gata să se alăture oricărei acţiuni individuale sau colective, iniţiată de către oamenii de ştiinţă, menită a asigura folosirea ştiinţei pentru bunăstarea şi pacea omenirii.

Sedinţa Consiliului Central A.S.I.T. din 16 februarie 1958

În ziua de 16 februarie a. c. a avut loc şedinţa Consiliului Central A.S.I.T. Şedinţa a fost condusă de prof. dr. ing. Ştefan Bălan, vicepreşedinte al Consiliului Central A.S.I.T.

La primul punct al ordinei de zi, conf. ing. Oliviu Rusu, prim-secretar al Consiliului Central A.S.I.T., a prezentat „Raportul Biroului Consiliului Central A.S.I.T. asupra activităţii depuse de Asociaţie de la Congresul al II-lea A.S.I.T. şi a planului de activitate pe anul 1958".

În cadrul raportului expus, conf. ing. O. Rusu a arătat că:

Anul 1957 a constituit, prin Congresul al II-lea A.S.I.T. o etapă importantă în activitatea Asociaţiei noastre, aducînd o contribuţie esenţială la cristalizarea obiectivelor şi metodelor ei de activitate, astfel încît Asociaţia să-şi poată dezvolta activitatea de organizare a importantelor forţe creatoare ale inginerilor şi tehnicienilor, pentru a spori contribuţia lor la rezolvarea problemelor tehnico-ştiinţifice ale construcţiei economiei socialiste.

Congresul al II-lea A.S.I.T., a constituit pentru multe organizaţii ale Asociaţiei un punct de plecare pentru îmbunătăţirea activităţii Asociaţiei. Astfel, deşi multe forţe au fost concentrate înspre pregătirea Congresului, în anul 1957 s-au ţinut la filiale şi cercuri 472 consfătuiri (faţă de 456 în anul 1956) ; 149 sesiuni şi referate (faţă de 43) ; s-au întocmit 1 526 studii (faţă de 1 255) ; 700 schimburi de experienţă (faţă de 610) ; 276 cursuri de calificare şi perfecţionare (faţă de 168) ; 656 acţiuni de asistenţă tehnică (faţă de 226) ; 80 de expoziţii (faţă de 32) ; 63 excursii şi vizite de studii (faţă de 12).

În Asociaţie au apărut totodată forme noi de activitate, care contribuie în mai mare măsură la cunoaşterea şi generalizarea progreselor tehnice apărute în ţara noastră şi anume conferinţele naţionale şi sesiunile tehnico-ştiinţifice ale cercurilor A.S.I.T.

I. ORGANIZAREA ŞI ACTIVITATEA ASOCIAŢIEI ÎN ANUL 1957

1. *Cercul A.S.I.T.*

În prezent sînt organizate 1 348 cercuri A.S.I.T. : 1 115 în industrie, 233 în agricultură. În aproape 1 000 de cercuri, lucrările Congresului A.S.I.T. au fost puse în dezbaterea adunărilor generale, care au avut loc în perioada 1 iulie—30 septembrie. După cum era de aşteptat, ele au stîrnit un viu interes în rîndul inginerilor şi tehnicienilor din industrie şi agricultură, care au participat în număr mare la adunările generale.

În general, cercurile au apreciat Rezoluţia Congresului A.S.I.T. ca un îndrumar cuprinzător asupra sarcinilor ce le revin ; ca urmare, în planurile de muncă, problemele trasate de Congres apar ca preocupări principale şi comune şi este de aşteptat că orientarea puternică a cercurilor A.S.I.T. spre rezolvarea lor va mări contribuţia Asociaţiei la dezvoltarea activităţii din întreprinderi.

Paralel cu aceste preocupări, cercurile A.S.I.T. au dat o atenţie sporită ridicării nivelului tehnico-profesional al membrilor A.S.I.T. ; sprijinind sindicatele şi conducerile întreprinderilor, ele au contribuit la ridicarea calificării şi cunoştinţelor tehnico-economice ale muncitorilor. Dînd urmare hotărîrii Congresului Asociaţiei, multe cercuri au contribuit la succesul măsurilor pentru aplicarea sistemului îmbunătăţit de salarizare. Astfel, de exemplu, cercul A.S.I.T. Partizanul-Bacău a participat la stabilirea categoriilor de salarizare, la justa apreciere a meseriilor, la extinderea normării tehnice, îmbunătăţirea sistemului premial etc. De asemenea, acţiuni susţinute pentru introducerea normelor cu motivare tehnică au fost duse la Uzina de tractoare, la Strungul, Emailul Roşu etc. Este însă criticabil faptul că astfel de preocupări nu s-au generalizat la toate cercurile A.S.I.T. precum şi faptul că participarea cercurilor A.S.I.T. la consfătuirile de producţie este încă redusă ; astfel, măsurile stabilite pentru a lega mai mult activitatea cercurilor A.S.I.T. de cerinţele exprimate în consfătuirile de producţie n-au prins încă viaţă. Este necesar ca în această privinţă C.C.S. să acorde o mai mare atenţie, A.S.I.T. fiind gata să dea tot ajutorul pentru ca aceste consfătuiri să devină de un real folos acivităţii ce se duce în scopul ridicării productivităţii, reducerii preţului de cost şi îmbunătăţirii calităţii.

2. *Activitatea filialelor A.S.I.T.*

În momentul de faţă funcţionează 16 filiale regionale cu 18 filiale raionale (faţă de 16 în 1956). Conducerea activităţii tehnico-ştiinţifice a cercurilor A.S.I.T. este încredinţată celor 137 secţii de specialitate ale filialelor. Acestea îşi afirmă tot mai mult competinţa şi capacitatea în promovarea tehnicii noi şi organizării superioare a producţiei, la îndrumarea membrilor A.S.I.T., spre soluţionarea practică, pe baze ştiinţifice, a cerinţelor producţiei.

În activitatea filialelor se remarcă acţiuni de însemnătate pentru întreaga economie a ţării, cum a fost consfătuirea de la Hunedoara pentru îmbunătăţirea cocsului metalurgic fabricat din cărbuni de Valea Jiului şi stabilirea de soluţii pentru creşterea cantităţii, odată cu obţinerea unui cocs cu calităţi superioare, pentru a putea fi folosit în furnalele mari. De asemenea consfătuirea organizată de filiala Valea Jiului asupra spălării cărbunilor a stabilit concluzii care au fost însuşite de Ministerul Minelor şi trasate ca sarcini prin ordin ministerial.

Filialele au dat şi în acest an o deosebită atenţie ridicării nivelului tehnico-ştiinţific al inginerilor şi tehnicienilor, folosind forme organizate cum sînt : cursurile de cromatografie urmate de 200 ingineri şi chimişti; cursurile de radiotehnicieni absolvite de 125 cursanţi, în majoritate tineri şi un curs cu scoatere din producţie pe 10 zile pentru apicultori, organizate la Bucureşti ; cursurile de desen tehnic ; cursurile pentru electricieni, controlori de calitate, radiotehnicieni, apicultori, organizate la Timişoara ; pentru desenatori, bobinatori, tehnicieni specialişti în maşini şi aparate electrice şi pentru ingineri agronomi, la Craiova ; cursurile de desen şi economie, organizate la Oradea în limbile romînă şi ungară etc.

Pe lîngă cursuri, au continuat să se organizeze cicluri de conferinţe pe teme mai vaste, cum au fost: cele privind metodele fizico-chimice de analiză; de organizare a producţiei în metalurgie; de automatizare etc, organizate la Cluj; expunerea concluziilor conferinţei internaţionale de la Berlin în problema tipizării construcţiilor; folosirea energiei nucleare în scopuri paşnice, organizate la Bucureşti etc.

Progresul realizat în activitatea Asociaţiei după Congres apare limpede şi de aceea lipsurile care mai există ies în evidenţă: comitetul filialei Stalin nici după congres nu a reuşit să lărgească cercul celor care activează voluntar la comitetul filialei în regiune, astfel încît activitatea în ultima vreme este în regres. În multe regiuni unele secţii de specialitate corespunzătoare unor ramuri dezvoltate din acele regiuni nu activează. Acesta este cazul secţiilor de construcţii din regiunea Hunedoara şi Bacău; al secţiilor de silvicultură de la Bacău şi Suceava; al secţiei de chimie de la Oraşul Stalin etc. Sînt, de asemenea, numeroase cercurile, unele chiar din întreprinderi mari, care nu duc o activitate satisfăcătoare şi din cauză că filialele nu au luat măsurile corespunzătoare. Din această cauză, o scădere se simte la numărul conferinţelor ţinute la filialele şi cercurile A.S.I.T. din regiunile Timişoara, Regiunea Autonomă Maghiară, Ploeşti etc, astfel încît pe Asociaţie numărul lor a scăzut la 4 500 de la 6 494 în 1956.

Problema se pune cu greutate şi în ce priveşte cercurile A.S.I.T. din agricultură, care duc o activitate restrînsă, de multe ori sporadică, izvorîtă mai mult din sarcinile primite de la secţiile filialelor sau secţia centrală şi mai puţin dintr-un plan propriu de muncă. Aceasta se datoreşte în primul rînd faptului că membrilor Asociaţiei din cercurile raionale nu li s-a asigurat posibilitatea să se întîlnească pentru a discuta problemele Asociaţiei. La o slabă activitate contribuie şi faptul că anumite organe agricole, cele de la regiuni în special, nu s-au obişnuit să vadă în acţiunile întreprinse de Asociaţie posibilităţi de rezolvare a problemelor complexe agricole.

3. *Activitatea depusă la Consiliul Central A.S.I.T.*

a) Secţiile de specialitate. După Congresul al II-lea A.S.I.T. activitatea secţiilor de specialitate s-a îmbunătăţit; pe lîngă o creştere a volumului activităţii au apărut şi forme noi de activitate.

În această perioadă, în afară de lucrările prezentate în Congres, comitetele secţiilor de specialitate ale Consiliului Central au organizat: 37 consfătuiri (27 în 1956); 38 conferinţe (65 în 1956); 8 schimburi de experienţă (8 în 1956); 3 expoziţii (0 în 1956) etc. Ca şi în trecut, de cea mai mare importanţă în activitatea secţiilor de specialitate au fost consfătuirile, la care au fost puse în dezbatere probleme de mare însemnătate ale economiei naţionale.

Pe această linie merită a fi subliniată Conferinţa tutunului la care, pentru prima dată, în număr mai mare au participat la discuţii şi cu referate specialiştii din ţările de democraţie populară, în special, din R. P. Bulgară. Conferinţa a stabilit un program principial de activitate care urmăreşte îmbunătăţirea calităţii şi productivităţii la hectar pornind de la zonarea riguroasă a culturii tutunului.

Cea mai importantă manifestare a secţiilor de specialitate ale Consiliului Central A.S.I.T. merită să fie considerată Conferinţa Electricienilor (Bucureşti, noiembrie 1957) care a constituit o trecere în revistă a realizărilor tehnico-ştiinţifice obţinute, în principal, în producţia din ultima vreme. Conferinţa Electricienilor a dovedit deplina maturitate profesională a electricienilor noştri.

De asemenea, merită a fi remarcată a doua Conferinţă a Industriei Uşoare (Bucureşti, 11—13 decembrie 1957), în care s-au prezentat realizările înfăptuite din 1953 (data primei conferinţe). Printre cei peste 700 participanţi s-au numărat şi delegaţi ai societăţilor ştiinţifice din ţările prietene. Din conferinţă a reieşit că realizările şi nivelul cunoştinţelor tehnice şi ştiinţifice al colectivelor din întreprinderi şi institute a crescut simţitor, ajungînd să cuprindă în cea mai mare parte problemele de tehnică nouă ale industriei uşoare dezbătute, în prezent, pe plan mondial.

În activitatea trecută a secţiilor de specialitate se remarcă însă că deşi există tendinţe de îmbunătăţire, legăturile dintre secţiile de specialitate ale Consiliului Central şi secţiile de specialitate ale filialelor sînt încă slabe. Unele dintre secţiile de specialitate au început să ţină o legătură directă de lucru cu secţiile de specialitate ale filialelor, cum sînt secţiile ştiinţelor agricole, construcţii, energetică, silvicultură; la majoritatea secţiilor însă legăturile se menţin în mod sporadic.

Se întîmplă uneori, şi nu este just, ca secţii de specialitate ale Consiliului Central să preia spre rezolvare probleme care ar reveni în mod firesc filialelor. Această practică trebuie lichidată; secţiile centrale trebuie însă să urmărească problemele filialelor şi să sprijine substanţial realizarea lor pentru a întări conducerea activităţii tehnico-ştiinţifice a filialelor şi prin ele a cercurilor A.S.I.T. din întreprinderi.

b) Publicaţiile A.S.I.T. În 1957 în redacţia A.S.I.T. au apărut 15 reviste tehnice. Pentru prima dată au apărut revistele: „Automatica şi Electronica" şi „Telecomunicaţii", bine primite de oamenii de specialitate. Ca volum ele însumează 7 536 pagini, corespunzînd la circa 19 000 pagini de manuscris. Tirajul lor total a atins în 1957 un număr de 33 400 exemplare, din care 29 200 merg la abonaţii din ţară, 1 800 la filiale şi colaboratori ca gratuităţi, circa 600 se vînd cu bucata, iar restul de aproape 1 800 îl constituie vînzările şi schimburile cu străinătatea.

Intrată în al patrulea an de apariţie, gazeta „Tehnica Nouă", organul central al Asociaţiei noastre, apărută cu regularitate, săptămînal, într-un tiraj de 30 000 exemplare, a găsit forme mai variate de a prezenta tehnica nouă prin publicarea unor materiale vii, atacînd probleme cu concluzii pentru practică.

În gazetă ca şi în revistele tehnice, apare evidentă lipsa de materiale critice. Publicaţiile nu trebuie numai să informeze, ci să şi îndrumeze, să lupte pentru înlăturarea practicilor învechite, a soluţiilor tehnice necorespunzătoare. Evident, critica trebuie să atace problemele tehnice şi de organizare a producţiei; pornind de la specialişti, ea trebuie să fie constructivă, dînd şi soluţiile cele mai corespunzătoare pentru remedierea situaţiei criticate. Spre astfel de materiale trebuie să ne îndreptăm atenţia, fiind siguri că în acest mod vom sprijini mult mai eficace şi mai direct producţia.

La Lexiconul Tehnic Romîn în cursul anului 1957 au apărut volumele I şi II (pînă la literele Bk), s-a definitivat manuscrisul literei B (circa 95 coale), care a fost trimis la tipar şi s-au elaborat toţi termenii literei C (circa 260 coale).

c) Biroul Consiliului Central A.S.I.T. În şedinţele sale, Biroul a dezbătut numeroase probleme, în special, cele privind organizarea activităţii după Congres. Astfel, Biroul Consiliului Central a publicat Rezoluţia Congresului şi Statutul Asociaţiei; el a stabilit, de asemenea, măsuri privind publicarea lucrărilor Congresului, a organizat munca sa şi a colectivelor Biroului pentru aducerea la îndeplinire a sarcinilor trasate de Congres.

Pentru o tratare mai cuprinzătoare a problemelor activităţii Asociaţiei, Biroul Consiliului Central a format o serie de comisii care să studieze problemele şi să facă propuneri Biroului Consiliului Central sau Consiliului Central pentru rezolvare.

În activitatea sa Biroul Consiliului Central s-a preocupat de întărirea legăturilor cu societăţile tehnico-ştiinţifice din străinătate şi a numit delegaţii trimise în străinătate la congrese sau în schimburi de experienţă. Notăm în mod deosebit, vizita unei delegaţii a Biroului Consiliului Central în Uniunea Sovietică, compusă din prof. Tudor Tănăsescu, prof. Al. Romanovici, prof. dr. S. Crişan, ing. E. Caragheorghe şi conf. ing. O. Rusu. Delegaţii Biroului Consiliului Central au studiat timp de două săptămîni organizarea şi activitatea societăţilor tehnico-ştiinţifice din U.R.S.S şi au prezentat Biroului concluzii care, însuşite, au fost folosite pentru a stabili măsuri pentru îmbunătăţirea muncii în cadrul Asociaţiei.

Asociaţia noastră, prin 31 delegaţi, a participat la 20 conferinţe şi întîlniri în străinătate, prezentînd la unele, referate (la sesiunea de la Belgrad a Conferinţei Mondiale a Energiei: la sesiunea de la Moscova a Comitetului Electrotehnic Internaţional) etc. Aşa cum s-a arătat, au participat 34 delegaţi din partea societăţilor tehnico-ştiinţifice din ţările prietene. La Consiliul Central A.S.I.T. s-au primit, de asemenea, 13 vizite ale unor delegaţi ai societăţilor ştiinţifice din U.R.S.S., R. Cehoslovacă, R.P.P., R.P.U., Grecia, Anglia, Argentina, Chile, Finlanda şi Siria.

Legăturile Asociaţiei noastre cu organizaţiile tehnico-inginereşti din alte ţări devin o preocupare importantă: ele contribuie atît la rezolvarea unor probleme tehnico-ştiinţifice care ni se pun şi la cunoaşterea activităţii asociaţiilor inginereşti de peste hotare, cît şi la cunoaşterea realizărilor regimului nostru democrat-popular dincolo de graniţele ţării.

În scopul întăririi colaborării între organizaţiile tehnico-inginereşti din ţările socialiste, la iniţiativa Camerei Tehnice din R.D.G., secretarii generali ai societăţilor tehnico-ştiinţifice din ţările socialiste s-au întrunit la Berlin şi au stabilit un plan de măsuri. Acesta prevede colaborarea permanentă între societăţile ştiinţifice tehnico-inginereşti în ce priveşte organizarea de conferinţe şi consfătuiri cu caracter internaţional sau conferinţe naţionale cu participări din ţările prietene.

Pînă în prezent Asociaţia noastră s-a afiliat la unele organizaţii internaţionale ca World Power Conference, CIGRE, Comission Electrotechnique Internationale, Union de Chimie Pure et Appliquée etc.

În preocupările sale, Biroul Consiliului Central A.S.I.T. a dat atenţie cerinţelor manifestate de delegaţii la Congres, care au cerut ca Asociaţia să se preocupe mai mult de problemele membrilor A.S.I.T. În acest scop s-a urmărit continuu îmbunătăţirea revistelor şi difuzarea lor cu abonamente sub preţul de cost pentru ingineri şi tehnicieni; biblioteca Asociaţiei a fost îmbogăţită şi pusă în situaţia să împrumute membrilor şi cercurilor A.S.I.T. din întreaga ţară lucrări de mare valoare: a fost înlesnită vizitarea unor importante lucrări tehnico-ştiinţifice de numeroşi ingineri şi tehnicieni, ca de exemplu, reactorul nuclear care a fost vizitat de peste 700 membri ai Asociaţiei; pe lîngă delegaţii trimişi direct de Asociaţie, s-a intervenit la ministere obţinîndu-se trimiterea în schimburi de experienţă, în călătorii de studii la congrese în străinătate a numeroase grupuri de ingineri şi tehnicieni.

Trecerea sumară în revistă a realizărilor obţinute în anul 1957 arată urmările favorabile ale Congresului al II-lea A.S.I.T. asupra activităţii Asociaţiei. Ele vorbesc însă de munca neobosită, dezinteresată, pe care sute şi mii de membri ai Asociaţiei au dus-o ca organizatori ai activităţii tehnico-ştiinţifice şi la lucrările Asociaţiei. În activitatea colectivă a Asociaţiei, iniţiativa şi aportul personal al unor membri A.S.I.T., au fost de mare importanţă.

II. PLANUL DE ACTIVITATE PE ANUL 1958

Planul de activitate al Consiliului Central pe anul 1958 s-a întocmit pe baza cuprinzătoare a lucrărilor Congresului al II-lea al Asociaţiei, care au fost urmărite cu atenţie şi se oglindesc în planurile de muncă ale secţiilor de specialitate ca şi în programul de activitate al Biroului Consiliului Central. Astfel, în planul de activitate al secţiilor de specialitate sînt cuprinse probleme tehnico-ştiinţifice şi tehnico-economice de mare însemnătate pentru dezvoltarea unor sectoare industriale. Sînt prevăzute, de asemenea, acţiuni care să contribuie la crearea de noi materiale şi buna folosire a materialelor, precum şi contribuţii la determinarea aplicării corecte a tehnologiei sau introducerea unei tehnologii moderne.

De o deosebită valoare tehnico-ştiinţifică şi un puternic stimulent al activităţii de cercetare la locul de producţie vor trebui să fie conferinţele naţionale ale secţiilor de specialitate înscrise în plan, unele avînd loc în anul 1958. Biroul Consiliului Central îşi propune să-şi îmbunătăţească şi totodată să-şi amplifice activitatea în anul 1958. El va dezbate, ca şi pînă acum, probleme de organizare şi de coordonare a activităţii tehnico-ştiinţifice a întregii Asociaţii, va îndruma activitatea comisiilor pe care şi le-a stabilit, dar totodată Biroul va urmări şi conduce direct organizarea unor dezbateri privind: problema standardizării, a măririi productivităţii muncii prin introducerea tehnicii noi etc.

O problemă de mare însemnătate de care va trebui să ne preocupăm este aceea a Conferinţei Tehnice Balcanice. La puţină vreme după propunerea Preşedintelui Consiliului de Miniştri, tov. Chivu Stoica, făcută guvernelor din ţările Balcanice pentru colaborare în problemele politice şi economice, Preşedintele Camerei Tehnice din Grecia, prof. Ath. Roussopoulos, a propus convocarea unei Conferinţe Tehnice Balcanice, în scopul de a pune în dezbatere probleme tehnice şi tehnico-economice ale ţărilor din Peninsula Balcanică, care să contribuie la colaborarea şi dezvoltarea economică a acestor ţări.

Este necesar ca în cadrul Asociaţiei să se dea cea mai mare atenţie unei participări substanţiale a Asociaţiei noastre la succesul unei astfel de conferinţe. Întărirea colaborării dintre inginerii şi tehnicienii din ţările Peninsulei Balcanice va influenţa în mod favorabil opinia publică din aceste ţări în direcţia îmbunătăţirii legăturilor dintre popoare, contribuind în acest fel la crearea unui climat favorabil păcii şi colaborării internaţionale.

* * *

Realizarea planului de activitate al Consiliului Central A.S.I.T. va aduce contribuţii la rezolvarea unor probleme tehnico-ştiinţifice sau tehnico-economice ale economiei naţionale. Paralel cu acestea va trebui să dăm — aşa cum a cerut Congresul — cea mai mare atenţie întăririi organizatorice a asociaţiei, îndreptîndu-ne preocupările spre ridicarea nivelului activităţii cercului A.S.I.T. Desigur că rezolvarea acestor probleme va necesita încă multe eforturi din partea secţiilor de specialitate şi comitetelor de filială; nu ne îndoim însă că vom ajunge la rezultatele pe care le dorim, generalizînd experienţa cîştigată în activitatea Asociaţiei.

Întărirea activităţii cercurilor A.S.I.T. nu se poate concepe fără însuşirea formelor specifice şi valoroase de activitate a Asociaţiei. Este cunoscut că în special s-au impus în activitatea Asociaţiei consfătuirile tehnico-ştiinţifice atît pe teme date cît şi a celor cu caracter de sesiuni ştiinţifice, în care membrii Asociaţiei îşi prezintă lucrările realizate în activitatea lor.

Că aceasta este calea, a dovedit-o cercul A.S.I.T. de la Întreprinderea Independenţa-Sibiu care, la îndemnul organizaţiei de partid, a organizat în decembrie 1957 sesiunea tehnico-ştiinţifică a cercului A.S.I.T. În această reuşită sesiune au fost prezentate referate cu cele mai variate preocupări: modernizarea unui cubilou, studii şi încercări în vederea turnării centrifugale, influenţa sistemului îmbunătăţit de salarizare asupra preţului de cost etc., care au suscitat atenţia şi a găsit întreaga aprobare a conducerii întreprinderii.

Planul de muncă pe anul 1958 răspunde problemelor celor mai însemnate care stau în faţa inginerilor şi tehnicienilor ca urmare a hotărîrilor Partidului şi Guvernului, a încheierilor Congresului al II-lea al Asociaţiei. Rezolvarea lor trebuie să fie la înălţimea condiţiilor create de regimul democrat popular activităţii tehnico-ştiinţifice, a cerinţelor poporului muncitor faţă de intelectualitatea tehnică din ţara noastră.

Cu acest gînd Biroul se angajează să urmărească cu atenţie ca rezolvarea problemelor să se facă de pe poziţiile tehnicii şi ştiinţei celei mai înaintate, căutînd ca soluţiile să corespundă intereselor poporului muncitor. Biroul se angajează de asemenea să dea o şi mai mare atenţie punerii în valoare a realizărilor activităţii tehnico-inginereşti şi folosirii ei pentru progresul tehnicii în ţara noastră, ca şi problemelor şi cerinţelor exprimate de membrii Asociaţiei.

* *

La punctul doi al ordinei de zi, ing. C. Negoiţă, secretar al Consiliului Central A.S.I.T. a prezentat „Raportul pentru convocarea adunărilor generale ale cercurilor A.S.I.T. şi conferinţelor filialelor".

In continuare, prof. ing. C. Dinculescu, preşedintele Comisiei de revizie a prezentat „Raportul Comisiei de revizie şi planul de venituri şi cheltuieli al Asociaţiei pe anul 1958", iar ing. V. Stoenescu — referatul cu privire la fixarea cotizaţiei membrilor A.S.I.T. şi la folosirea veniturilor provenite din cotizaţiile individuale.

In referat se prevede ca filialele să restituie cercurilor sumele ce depăşesc 50% din totalul cotizaţiilor individuale pe care acestea trebuie să le încaseze, în vederea acordării de premii pentru activitatea valoroasă depusă în cadrul cercurilor. Cotizaţia, care se fixează conform statutului în fiecare an, este de 15 lei anual.

* * *

In discuţiile purtate s-au analizat rapoartele prezentate şi unele aspecte importante ale muncii în cadrul Asociaţiei. Astfel, prof. ing. D. Stănescu a arătat că în cadrul Asociaţiei se ţin numeroase consfătuiri privind probleme importante ale producţiei şi economiei naţionale. In cadrul acestor consfătuiri se adoptă rezoluţii în care se prevăd o serie de măsuri pentru îmbunătăţirea situaţiei prezentate. Insă nu există o preocupare permanentă din partea secţiilor de specialitate şi a Biroului Consiliului Central A.S.I.T. de a interveni pe lîngă forurile interesate pentru aducerea imediată la îndeplinirea măsurilor preconizate, fapt care ar aduce economiei naţionale importante economii. In această situaţie se află măsurile prevăzute în rezoluţia consfătuirii privind fabricarea cocsului şi utilizarea lui în furnale, ţinută în toamna anului trecut.

Ing. M. Grindea s-a preocupat de colaborarea ce trebuie să existe între secţiile de specialitate pentru rezolvarea unor probleme complexe. Totodată informează Consiliul Central că s-au pus bazele organizării unei sesiuni ştiinţifice a industriei uşoare în Moldova, în toamna anului 1958.

Prof. M. Manoliu s-a ocupat de planurile de muncă şi a arătat că în ceea ce priveşte secţia ştiinţelor agricole în situaţia actuală, cînd sectorul socialist ocupă 50,5% din suprafaţa agricolă a ţării, se ridică o serie de probleme ca: organizarea teritoriului, întărirea gospodăriilor agricole colective, profilarea agroeconomică şi probleme de economie agrară, cărora trebuie să li se acorde toată atenţia. De asemenea, mecanizarea şi chimizarea agriculturii capătă o aplicare mult mai largă, fapt care face necesar acordarea unei importanţe mult mai mari problemelor ridicate de introducerea acestor metode avansate.

Ing. Gelu Cahu informează Consiliul Central că la Şantierele Navale Galaţi a fost înfiinţată Casa Inginerului şi Tehnicianului. După ce se ocupă de problema cotizaţiilor, arată diversitatea problemelor ridicate de construcţiile navale şi concursul pe care trebuie să-l dea secţiile de specialitate pentru rezolvarea lor.

Ing. M. Stoica ridică problema cercurilor cu un pronunţat specific de construcţii din întreprinderile Ministerului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor care, după specificul lor, ar trebui să depindă de secţia de construcţii, iar după organizarea administrativă de secţia de transporturi. După ce arată că la Cluj această problemă a fost rezolvată prin reţinerea acestor cercuri la secţia de construcţii, prezintă dificultăţile pe care le întîmpină filiala Cluj cu centralizarea planurilor tematice de inovaţii în scopul rezolvării temelor în condiţii optime.

Prof. C. C. Georgescu a arătat importanţa sectorului silvic şi legătura pe care o are cu sectorul agricol.

Ing. I. Niculescu, după ce a prezentat contribuţia cercurilor A.S.I.T. la rezolvarea succeselor obţinute de industria petrolieră în anul trecut şi a subliniat importanţa colaborării între secţiile de specialitate, arată necesitatea pregătirii de pe acum a lucrărilor ce vor fi prezentate în cadrul Congresului Mondial al Petrolului.

Ing. Petre Lupu arată importanţa combaterii coroziunii şi necesitatea includerii acestei probleme în planul de muncă pe anul 1958.

Ing. S. Raşeev arată necesitatea unei coordonări a planurilor de muncă ale secţiilor de specialitate şi constată că planul de muncă al secţiei petrol şi gaze este prea redus, lipsind problemele privind gazele naturale.

Prof. ing. Al. Romanovici prezintă succesele obţinute de sectorul agricol, însă constată că producţia este încă scăzută în raport cu înzestrarea cu care este dotată agricultura. Spre această problemă trebuie să-şi concentreze în primul rînd atenţia cercurile din agricultură. In continuare face apel la toate secţiile de specialitate să ajute secţia ştiinţelor agricole la rezolvarea problemelor complexe prevăzute în planul de muncă.

V. Rosin arată necesitatea unei mai mari preocupări pentru atragerea maiştrilor în activitatea asociaţiei noastre şi pentru ridicarea pregătirii lor.

E. Dragnea prezintă importanţa unor probleme ca: reducerea consumului de metal, reducerea rebuturilor în turnătorii, folosirea energiei atomice în scopuri paşnice şi protecţia muncii şi cere includerea lor în planurile de muncă ale secţiilor de specialitate.

Au mai luat cuvîntul ing. V. Brudaşcă, ing. T. Covalschi, prof. Gh. Vanci, ing. D. Lubenescu, prof. C. Macarovici, ing. Al. Chiriţescu, ing. D. Eliade, chimist I. Drimuş, ing. N. Constantinescu, ing. Gh. Petrescu şi prof. ing. Gh. Constantinescu. Ing. M. Florescu şi prof. ing. St. Nădăşan, vicepreşedinte al Consiliului Central A.S.I.T., care nu au putut participa la şedinţă, au trimis observaţiile în scris. De asemenea numeroşi membri ai Consiliului Central au redactat în scris problemele pe care doreau să le ridice în cadrul şedinţei.

In încheerea discuţiilor, prof. dr. ing. St. Bălan subliniază caracterul patriotic al activităţii voluntare pe care o depun inginerii şi tehnicienii în cadrul Asociaţiei. Astăzi cînd se împlinesc 25 ani de la eroicele lupte ale ceferiştilor şi petroliştilor, care au dat asalt capitalismului, au luptat pentru libertate şi independenţă, trebuie să avem vie în conştiinţa noastră trecutul glorios al muncitorilor care nu au pregetat să-şi dea viaţa şi să înfrunte, timp de ani de zile, temniţele burgheze. Datorită acestei lupte pline de abnegaţie a eroicei clase muncitoare, regimul democrat popular a ajuns la putere, s-au creat condiţiile în care putem dezvolta toate posibilităţile noastre, cînd putem pune toată capacitatea noastră de muncă în slujba ţării şi a poporului. Cadrele tehnice urmînd exemplul luminos al clasei muncitoare trebuie să desfăşoare cu rîvnă munca organizatorică şi tehnico-ştiinţifică pentru înflorirea patriei noastre, pentru pace.

* * *

Consiliul Central A.S.I.T. a aprobat în unanimitate activitatea pe anul 1957 şi planul de muncă pe anul 1958.

O inițiativă importantă: cicluri de automatică pentru inginerii din producție

CZ 621–52:37

Introducerea în practică a automatizărilor industriale este condiționată de numeroși factori, printre care:

posibilitatea investițiilor respective; automatizarea unui proces industrial poate reprezenta o investiție suplimentară de 5—15% față de o instalație analogă realizată după o tehnică mai puțin modernă;

existența unei surse ușor accesibilă de elemente și dispozitive de automatizare; aceasta asigură o posibilitate rapidă de realizare atît a instalației inițiale cît și a procurării pieselor de schimb — acest din urmă aspect este deseori neglijat; experiența a arătat că în anumite condiții, care sînt îndeplinite în cazul industriei noastre, dezvoltarea automatizărilor trebuie să se bazeze în primul rînd pe o sursă națională de asemenea aparate;

o difuzare largă a metodelor automaticii la diferite grade de complexitate în rîndurile tehnicienilor.

Părerea generală este că această din urmă condiție, adică existența unui număr suficient de ingineri și tehnicieni familiarizați cu problemele și posibilitățile automaticii condiționează în primul rînd dezvoltarea practică a automatizărilor. Din această cauză asistăm la o formare de mari proporții care are loc în U.R.S.S. și la întocmirea de programe naționale pentru această formare și pentru a recupera din întîrzierile deja observate în țări ca S.U.A., Anglia, Canada etc.

Să încercăm în legătură cu aceasta o clasificare. Specialiștii din acest domeniu se împart în:

a. Proiectanți de elemente de automatizare destinate să fie realizate în mod industrial.

b. Realizatorii de instalații automate combinînd cu ajutorul tehnologilor de specialitate, elementele de la punctul a pentru realizarea unei automatizări în cazuri specifice.

c. Personalul însărcinat cu supravegherea și întreținerea instalațiilor automate.

Categoriile *a*, *b* și parțial *c*, necesită o formare cu caracter științific și tehnic de un nivel ridicat, în timp ce majoritatea categoriei *c* necesită în primul rînd o formație cu caracter practic.

Afară de categoriile de mai sus, oarecum de strictă specialitate, trebuie să mai considerăm grupa inginerilor din producție.

Este un fenomen bine cunoscut de acei care au avut de introdus în industrie metode noi și anume: dacă metoda de introdus nu este cunoscută de un număr suficient din cei care urmează să o aplice, introducerea în practică, se izbește de numeroase piedici. Omul rezistă la schimbări a căror semnificație nu o înțelege. Această observație valabilă, în general, se aplică într-o măsură și mai mare în domeniul automatizărilor din cauza caracterului abstract al unora din metodele sale. Rezultă că succesul automatizărilor este legat strîns de inițierea și formarea unui mare număr de tehnicieni — cei care vor fi implicați într-un fel oarecare în introducerea și întrebuințarea automatizărilor.

Metodele automaticii vor invada toate domeniile tehnicii. Se poate prevede că în țările cu industrii organizate pe baze socialiste, automatizarea industrială va găsi bazele cele mai favorabile de dezvoltare. Industria noastră intră în această categorie și este interesată în această privință în mod special, datorită ritmului rapid de dezvoltare prevăzut. Este, deci, necesară formarea de cadre de specialiști și deci de difuzarea noilor metode.

În viitorii 3—4 ani va trebui să avem un mare număr de tehnicieni familiarizați cu metodele automatice. Acest număr este greu de prevăzut, dar putem afirma prin comparația cu statistici disponibile că trebuie să fie în jurul a 1 000. Metodele curente de formare în școli nu pot fi satisfăcătoare în acest scop în faza în care ne găsim. În legătură cu aceasta va trebui să ne însușim ideea că metodele automaticii trebuie să facă parte, în stadiul actual al tehnicii, din bagajul de cunoștințe generale ale inginerilor din foarte numeroase specialități în programul cărora trebuie să-și găsească un loc corespunzător. Formarea în școlile obișnuite este însă lentă și trebuie găsite — ca și în alte țări — metode adecvate mai rapide, pentru inginerii care sînt deja în producție.

Un pas important în această direcție s-a făcut de către Comisia de Automatizare a Academiei R.P.R. și de către A.S.I.T. prin studierea și organizarea unui ciclu de automatică pentru inginerii din producție. Cielul de 200 ore cuprinde cursuri de teorie, de elemente, exemple de proiectări și aplicații industriale cum și un important număr de lucrări practice.

În București au solicitat înserierea aproape 300 de persoane. Primul ciclu s-a început în decembrie 1957 cu 45 de participanți. Desigur că A.S.I.T. și Comisia de Automatizare vor găsi posibilitatea extinderii acestor cursuri și în alte centre industriale din țară, de unde s-au primit numeroase cereri.

Socotim că o inițiativă analogă trebuie arătată de către Comisia de Automatizare și de alte foruri competente și în celelalte direcții amintite: organizarea pe o bază mai largă a învățămîntului automaticii și pentru formarea de cadre de nivel tehnic mediu pentru exploatarea instalațiilor automate.

Revista își propune să revină asupra acestor chestiuni.

CONSTANTIN V. BĂLĂ*)

Maşini amplificatoare şi amplificatoare magnetice

Stabilirea performanţelor. Criterii de comparaţie

CZ 621.375.68:621.375.3

În schemele moderne de automatizare se folosesc pe scară largă elemente amplificatoare de comandă şi reglare. Un sistem de reglare trebuie să satisfacă anumite condiţii : să regleze cu precizia cerută, să aibă o constantă de timp dată şi să fie stabil în funcţionare. Aceste condiţii sînt dependente de performanţele elementelor amplificatoare folosite în scheme.

Există trei tipuri de amplificatoare folosite în tehnica actuală de reglare şi comandă : amplificatoarele electronice, maşinile amplificatoare şi amplificatoarele magnetice. Acestea au performanţe diferite după construcţia lor deosebită ; funcţionînd după principii deosebite ele nu se exclud reciproc, ci îşi delimitează numai domeniul practic de utilizare.

În aplicaţiile industriale există în ultima vreme tendinţa de a folosi cu precădere amplificatoarele magnetice şi maşinile amplificatoare, datorită duratei mai lungi de funcţionare şi rapidităţii de intrare în funcţiune mult mai mare decît cea cunoscută la amplificatoarele electronice.

Amplificatoarele magnetice şi maşinile amplificatoare s-au construit şi s-au aplicat în industrie doar în ultimii cincisprezece ani, deşi principiul lor de funcţionare era cunoscut încă de la începutul secolului nostru.

O comparaţie principială între acestea, prin care să se contureze clar domeniul de utilizare cel mai indicat fiecăruia, este necesară în proiectare şi în tehnica automatizării ; în lucrările de specialitate cunoscute, ea este studiată numai parţial.

În cele ce urmează, după ce se expun succint principiile de funcţionare ale principalelor maşini amplificatoare şi amplificatoare magnetice se stabilesc cîteva criterii de comparaţie şi se precizează domeniul de utilizare a acestor elemente amplificatoare, atît pe baza concluziilor teoretice cît şi în urma rezultatelor practice obţinute în aplicaţiile industriale.

Principiul de funcţionare al maşinilor amplificatoare

Dintre maşinile amplificatoare într-un singur „etaj" fac parte : generatorul de curent continuu (în construcţie obişnuită sau cu mai multe înfăşurări de excitaţie) rototrolul şi regulexul.

*) Ing.C.V. BĂLĂ este şef de laborator la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

Puterea de excitaţie P_c (dată de sistemul de comandă sau reglare) este amplificată în maşina amplificatoare prin transformarea puterii mecanice dată la arbore de un motor de antrenare ; la bornele indusului maşinii se obţine o putere electrică P mărită de k_p ori, încît : $P = k_p . P_c$.

Există şi maşini amplificatoare în două „etaje" : rototrolul în două etaje, amplidina, rapidina, magniconul şi maşina magnavolt. Puterea de excitaţie P este amplificată în primul etaj, iar puterea electrică obţinută de la primul etaj se foloseşte ca putere de excitaţie pentru al doilea etaj. Este evident că maşinile amplificatoare în două etaje au un factor de amplificare a puterii, în principiu mai mare decît cel obţinut la maşinile construite într-un singur etaj.

Dintre maşinile amplificatoare, rototrolul şi în deosebi amplidina au fost folosite în largă măsură ; rapidina apărută recent, are caracteristicile de funcţionare mai stabile, însă este mai voluminoasă şi necesită o cantitate mai mare de cupru decît amplidina.

Rototrolul

Rototrolul face parte din generatoarele de curent continuu cu excitaţie acordată ; în principiu este o maşină de curent continuu prevăzută cu o înfăşurare de excitaţie serie şi una sau mai multe înfăşurări de excitaţie conectate în circuitele de comandă, respectiv de control (fig. 1).

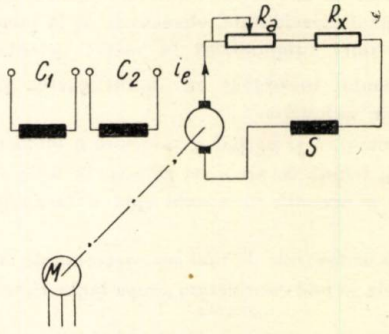


Fig.1. Schema de conexiuni ale rototrolului : M – motor de antrenare ; C_1, C_2 – înfăşurări de comandă ; S – înfăşurarea de excitaţie serie

Înfăşurarea de excitaţie serie se dimensionează astfel încît dreapta $U_a = (R_x + r_r + R_a) i_e$ să fie tangentă la caracteristica în gol a maşinii ; deci, maşina nu se poate autoexcita (fig.2) (r_r este suma rezistenţelor înfăşurărilor indusului de excitaţie serie etc. ale

rototrolului, iar R_a este rezistenţa de acordare a rototrolui).

Solenaţia de excitaţie produsă prin înfăşurările de comandă $C_1 - C_1$ şi $C_2 - C_2$, determină punctul de funcţionare pe caracteristică.

Punctul de funcţionare este univoc determinat, dacă funcţia $U_a = f(i_e)$ este uniformă ; în acest caz, factorul de amplificare a puterii este forte mare (teoretic este infinit).

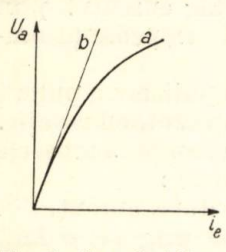


Fig. 2. Caracteristica în gol a rototrolului. (*a*) şi tangenta la această (*b*).

În scopul obţinerii unei astfel de caracteristici, miezul feromagnetic se execută din tablă specială, care să aibă ciclul de histerezis foarte mic ; la maşinile de curent continuu, tensiunea remanentă este de aproape 5% din tensiunea la borne. pe cînd la rototrol, atinge 0,4%. Folosirea miezului feromagnetic cu caracteristici speciale, scumpeşte maşina.

Se poate realiza rototrolul şi din tablă silicioasă folosită curent în construcţia maşinilor electrice ; în acest caz, este necesar să se prevadă în stator, înfăşurări de premagnetizare (alimentate separat), pentru demagnetizarea miezului statorului.

Variaţia rezistenţelor circuitului indusului, modifică dreapta de funcţionare şi, deci, factorul de amplificare a rototrolului. Pentru ca rezistenţa de acordare R_a să aibă valori mici şi să nu influenţeze sensibil asupra randamentului amplificatorului, maşina se dimensionează pentru scopuri precise.

Rapidina

În construcţia actuală, rapidina se compune din două maşini amplificatoare de curent continuu, conectate în cascadă ; indusul amble-

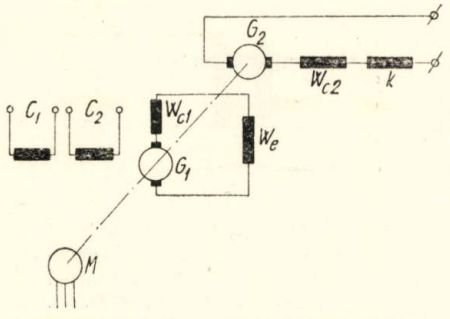


Fig.3. Schema de conexiuni ale rapidinei.
M – motor de antrenare ; C_1, C_2 – înfăşurările de comandă ale generatorului G_1 ; W_e – înfăşurarea în excitaţie a generatorului G_2 ; W_{c1} ; W_{c2} – înfăşurările polilor de comutaţie ; K – înfăşurarea de compensare a generatorului G_2.

lor maşini se află pe aceeaşi axă, iar statoarele sînt introduse în aceeaşi carcasă (fig.3).

În scopul micşorării curenţilor turbionari, miezul feromagnetic al maşinii este lamelat.

Factorul de amplificare a puterii este :

$$k_p = k_{p1} . k_{p2},$$

k_{p1}, k_{p2} fiind factorii de amplificare a generatorului G_1 respectiv G_2. Factorul de amplificare este mare (de $\approx 10\,000$) iar constanta de timp a fiecărui etaj poate fi destul de mică (mai mică chiar decît constantele de timp ale amplidinei).

De remarcat că indusul generatorului G_2 şi circuitul de excitaţie a generatorului G_1 sînt independente (spre deosebire de amplidină, la care înfăşurările de comandă sînt cuplate inductiv cu înfăşurarea indusului conectată la bornele de ieşire). Aceasta constituie unul din avantajele de seamă ale rapidinei.

În schimb, rapidina necesită o cantitate mai mare de cupru ; existenţa celui de al doilea colector, lungeşte maşina. Tensiunea remanentă la rapidină este mai mare cu 30% ca la amplidină (în cazul rapidinei, căderea de tensiune la periile primului generator este mică în raport cu tensiunea la perii ; la amplidină căderea de tensiune la perii este comparabilă cu tensiunea remanentă).

Amplidina

Dintre maşinile amplificatoare cu cîmp transversal amplidina este cea mai reprezentativă, atît prin factorul de amplificare de putere mărit, cît şi prin constantele de timp deosebit de mici.

Amplidina este, de fapt, o metadină funcţionînd în regim de generator. În mod simplu,

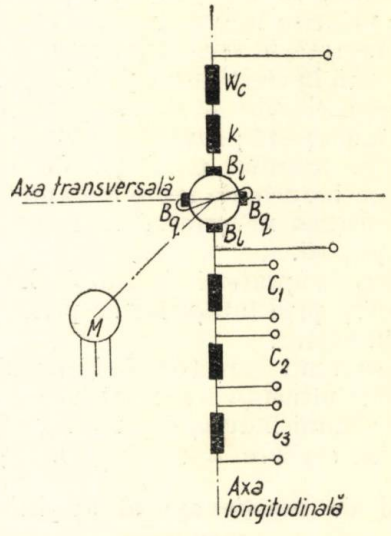


Fig.4. Schema de conexiuni ale amplidinei.

se poate considera că amplidina realizează suprapunerea geometrică a celor două generatoare G_1 şi G_2, componente ale rapidinei.

Pe polii principali ai maşinii se dispun mai multe înfăşurări de comandă C_1, C_2, C_3 ; axa acestora se numeşte axa longitudinală a maşinii (fig.4).

Înfăşurarea indusului este conectată la un singur colector pe care se află două perechi de perii, dintre care :

perechea de perii (B_a — B_a) este scurtcircuitată ; axa înfăşurării cuprinsă între aceste perii coincide cu axa neutră a înfăşurărilor de comandă şi se numeşte axa transversală a maşinii.

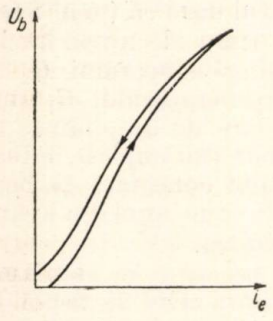


Fig.5. Caracteristica în gol a amplidinei.

cealaltă pereche de perii B_l — B_l este situată pe colector la 90° faţă de prima. La aceste perii se conectează circuitul de sarcină. Înfăşurarea indusului cuprinsă între periile B_l — B_l are aceeaşi axă cu înfăşurările de comandă. Înfăşurarea indusului amplidinei realizează trei funcţii: este înfăşurarea în care se induce tensiunea din circuitul cuprins între periile din axa transversală (datorită mişcării rotorului în cîmpul magnetic produs de solenaţiile de comandă), este înfăşurarea de excitaţie pentru al doilea etaj şi în înfăşurarea cuprinsă între periile din axa longitudinală, se induce tensiunea din circuitul de sarcină (datorită mişcării rotorului în cîmpul magnetic produs de solenaţia din axa transversală). Maşina are un singur colector şi comparativ cu rapidina are volumul mai mic.

În mod obişnuit, reacţia indusului în axa longitudinală, se compensează pe cît posibil complet, printr-o înfăşurare de compensare K (fig.4) conectată în serie cu circuitul indusului şi repartizată în crestăturile prevăzute în stator.

Acordarea circuitului de compensare este, în general, imperfectă ; supracompensarea maşinii conduce la mărirea tendinţei de oscilare a tensiunii la bornele de ieşire ale amplidinei, iar subcompensarea micşorează factorul de amplificare a puterii.

Micşorarea suprafeţei ciclului de histerezis se poate realiza prin înfăşurări de premagnetizare dispuse în stator.

Folosirea unui corector de histerezis micşorează mult influenţa fenomenului de histerezis asupra tensiunii induse, dar măreşte în schimb tendinţa de oscilare a tensiunii la ieşire.

Principiul de funcţionare al amplificatoarelor magnetice

Printr-un amplificator magnetic se înţelege, în general, un aparat constituit din două sau mai multe miezuri feromagnetice saturabile (pe cît posibil fără întrefier), prevăzute cu mai multe înfăşurări pe fiecare miez (o parte din înfăşurări pot fi comune mai multor miezuri). Înfăşurările se denumesc după funcţiunea lor astfel : înfăşurări de sarcină, de control, de reacţie, de polarizare etc.

Folosind neliniaritatea caracteristicii de magnetizare a miezurilor, impedanţa înfăşurărilor de sarcină poate fi variată din exterior prin schimbarea curenţilor din înfăşurările de control.

Amplificatorul magnetic se conectează în serie cu receptorul electric la o sursă de curent alternativ, monofazată sau trifazată ; curentul prin circuitul de sarcină depinde de impedanţa amplificatorului.

O creştere a factorului de amplificare a puterii se obţine la amplificatoarele prevăzute cu reacţie.

După caracteristicile externe, amplificatoarele magnetice se pot clasifica astfel :

amplificatoarele comandate după curent, din care fac parte amplificatoarele magnetice fără reacţie sau cu reacţie externă după curent ;

amplificatoarele comandate după tensiune, care sînt, în principiu, amplificatoarele magnetice cu reacţie internă.

Amplificatorul magnetic comandat după curent

Se pot construi amplificatoare magnetice comandate după curent cu, sau fără reacţie externă, monofazate sau trifazate.

Importanţă, însă, prezintă amplificatoarele prevăzute cu reacţie ; prin introducerea reacţiei externe, factorul de amplificare a puterii şi amplificarea dinamică se măresc. Înfăşurarea de reacţie W_r este conectată în serie cu circuitul de sarcină printr-o punte redresoare.

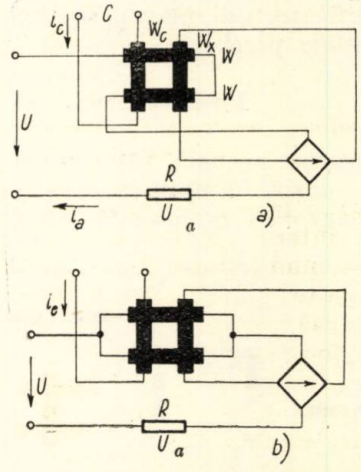


Fig. 6. Amplificatorul monofazat cu înfăşurările de sarcină conectate în serie (*a*) respectiv în paralel (*b*) prevăzut cu reacţie externă.

Repartizarea înfăşurării de sarcină pe două miezuri, are ca urmare că tensiunea indusă în înfăşurarea de comandă W_c este nulă, la funcţionarea în gol a amplificatorului.

Unul din miezurile feromagnetice se saturează la un moment dat, în urma magnetizării în acelaşi sens produsă de solenaţiile de comandă, sarcină şi reacţie ; celălalt miez funcţionează, în acest caz, ca un transformator de curent.

Prin solenaţia de comandă se stabileşte momentul în care miezul feromagnetic se saturează (denumit impropriu astfel : unghiul de aprindere).

Curentul prin circuitul de sarcină depinde aproape liniar (în domeniul de funcţionare folosit practic) de curentul de comandă şi este întrucîtva independent de rezistenţa circuitului de sarcină (fig.7).

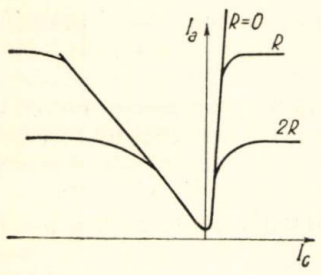


Fig. 7. Caracteristicile de reglare a amplificatorului magnetic comandat după curent.

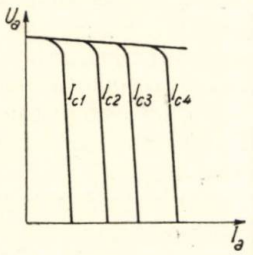


Fig. 8. Caracteristicile externe ale amplificatorului magnetic comandat după curent.

Factorul de amplificare depinde de sensul curentului prin înfăşurarea de comandă.

Tensiunea la borne variază cu rezistenţa şi curentul de comandă (fig.8).

Dezavantajul amplificatoarelor magnetice cu reacţie externă constă în volumul de cupru mărit (din cauza înfăşurării de reacţie) în comparaţie cu amplificatorul magnetic cu reacţie internă.

Receptoarele de curent continuu se conectează în circuitul de sarcină printr-o punte redresoare.

Amplificatorul magnetic comandat după tensiune

Din această grupă fac parte amplificatoarele cu reacţie internă monofazate sau trifazate.

Cel mai răspîndit dintre toate amplificatoarele magnetice este amplificatorul monofazat cu reacţie internă ; este format din două miezuri, pe care sînt dispuse separat înfăşurările de sarcină. În serie cu înfăşurările de sarcină sînt conectate redresoarele uscate (fig. 9). În construcţia obişnuită înfăşurările de comandă cuprind simultan ambele miezuri.

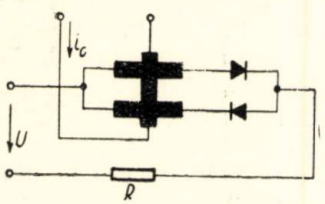


Fig. 9. Amplifictorul magnetic monofazat cu reacţie internă.

Cînd unul din miezurile feromagnetice se saturează la un moment dat, circuitul electric al celuilalt miez este practic întrerupt (cu excepţia perioadei de comutaţie) de redresorul conectat în serie cu el.

Prin curentul de comandă se stabileşte punctul de funcţionare pe caracteristica de magnetizare a miezurilor. Amplificatorul funcţionează ca un transformator de tensiune.

Curentul prin circuitul de sarcină depinde de solenaţia de comandă şi de rezistenţa receptorului (fig.10).

În domeniul practic de funcţionare, tensiunea la bornele sarcinii este independentă de valoarea rezistenţei receptorului (fig.11). Şi la acest amplificator, receptorul de curent continuu se conectează în circuitul de sarcină, printr-o punte redresoare.

Compararea elementelor amplificatoare

La alegerea elementelor amplificatoare pentru un sistèm de comandă şi reglare se ţine seamă de următoarele condiţii, pe care trebuie să le satisfacă sistemul :

precizia reglării, care depinde de factorul de amplificare a elèmentelor amplificatoare folosite ;

timpul de răspuns la comenzile date, care depinde de constantele de timp ale circuitelor sistemului ;

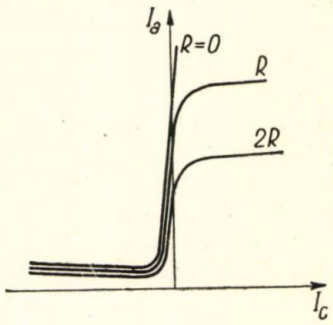


Fig. 10. Caracteristicile de reglare a amplificatorului magnetic cu reacţie internă.

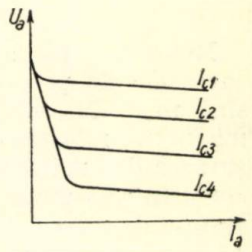


Fig. 11. Caracteristicile externe ale amplificatorului magnetic cu reacţie internă.

stabilitatea în funcţionare, care este influenţată de constantele de timp şi de liniaritatea caracteristicilor de transfer ale elementelor componente.

Este firesc să se considere mai întîi factorii, care interesează în deosebi automatizarea, pentru amplificatoarele fără reacţie cu un singur etaj ; concluziile obţinute în acest caz se pot extrapola la amplificatoarele prevăzute cu reacţie.

Mărimile caracteristice ale amplificatoarelor fără reacţie într-un singur etaj

Factorul de amplificarea puterii al generatorului de curent continuu, cu excitaţie, independentă [anexa I, ecuaţia (6)] este :

$$k_P = \pi^2 \alpha_i \frac{D^2 l_i}{2(\pi D + 2p l_i)} n A \frac{1}{\rho\zeta} \frac{1}{\frac{l_\delta}{\mu_a} + \Sigma \frac{l_{Fe}}{\mu_{Fev}}}$$

iar al amplificatorului magnetic fără reacţie [anexa II, ecuaţia (16)] este :

$$k_P = \frac{8{,}88\, a\, k_{fi}\, f\, S_{Fe} B_{Feo}}{\rho \zeta l_m}.$$

Se constată că factorul de amplificare la ambele amplificatoare, depinde de dimensiunile geometrice şi, deci, de puterea acestuia ; la maşinile amplificatoare este cuprins între limitele 10—500, iar la amplificatoarele magnetice între 10—300.

Mărirea vitezei de rotaţie a maşinilor amplificatoare, necesită folosirea de materiale magnetice corespunzătoare, pentru ca pierderile în miezul indusului se nu depăşească, limita admisibilă ; aceeaşi concluzie priveşte şi amplificatoarele magnetice, referitor la mărirea frecvenţei.

Constanta de timp a înfăşurării de excitaţie [anexa I, ecuaţia (9)] este :

$$T_e = \frac{\pi D \alpha_i l_i (1 + \sigma) B}{\rho \zeta l_{mt}}$$

în timp ce la amplificatoarele magnetice constanta de timp [anexa II, ecuaţia (18)] este :

$$T_e = \frac{2{,}22}{k_u} \cdot \frac{S_{Fe} B_{Fe\,0}}{\rho \zeta l_m}.$$

Expresiile lor aproape coincid ; la amplificatoarele de putere mică constantele de timp sînt mici. Micşorarea secţiunii miezului feromagnetic, mărirea densităţii de curent, în înfăşurarea de excitaţie, respectiv de comandă etc., constituie răspunsul la problema micşorării constantei de timp ; simultan însă, scade şi factorul de amplificarea puterii.

— Factorul de amplificare dinamică la maşina de curent continuu [anexa I, ecuaţia (10)] este :

$$k_D = \pi D n \frac{A}{(1 + \sigma) B} \frac{1}{\frac{l_\delta}{\mu_a} + \Sigma \frac{l_{Fev}}{\mu_{Fev}}},$$

iar la amplificatorul magnetic, se poate scrie [conform ecuaţiei (19)] :

$$k_D = 4\, a\, k_u\, k_i\, f.$$

Amplificarea dinamică depinde de viteza de rotaţie, respectiv de frecvenţă ; la amplificatoarele magnetice, acest factor este limitat superior la valoarea maximă $k_{Dm} = 4f$. La maşinile amplificatoare, acest factor depinde întrucîtva de solicitările electromagnetice şi de dimensiunile maşinii.

Consideraţii privitoare la amplificatoorele cu reacţie, sau în mai multe etaje

Introducerea reacţiei, constituie un mijloc principal de mărire a factorului de amplificarea puterii şi a factorului de amplificare dinamică ; cresc — însă nu în acelaşi raport — şi constantele de timp.

Conectarea în cascadă a amplificatoarelor, conduce de asemenea la mărirea amplificării dinamice.

Se pot menţiona avantajele şi dezavantajele amplificatoarelor comparate, care trebuie luate în considerare la alegerea elementului de amplificare.

Avantajele principale ale maşinilor amplificatoare sînt :

sensul tensiunii la bornele de ieşire, depinde de sensul curentului la bornele înfăşurării de control ;

au factorul de amplificare a puterii mare (pînă la 100 000) iar constantele de timp ale fiecărui etaj, mici ;

se remarcă prin robustitate şi siguranţă în funcţionare

se pot realiza din materiale folosite curent în construcţia maşinilor electrice.

Dezavantajele maşinilor amplificatoare sînt :

necesită motor de antrenare şi au greutate mai mare decît amplificatoarele magnetice ;

necesita întreţinerea cerută obişnuit de maşinile electrice ;

au o constantă de inerţie la punerea în funcţiune ;

prezintă dificultăţi la comutaţie ;

au caracteristica în gol neuniformă din cauza fenomenului de histerezis ;

rototrolul are coeficientul de reacţie variabil, din cauza variaţiei rezistenţei din circuitul de sarcină ;

amplidina prezintă dificultăţi la compensarea reacţiei indusului (inclusiv a secţiilor în comutaţie) ;

amplifică numai în curent continuu.

Avantajele principale ale amplificatoarelor magnetice sînt :

permit să se obţină factori de amplificare de ordinul 10 000—100 000 într-un singur etaj şi au o greutate mică ;

sînt fixe şi nu necesită întreţinere în timpul funcţionării ;

se pot prevedea cu multe înfăşurări de control pentru scopuri diferite ; permit însumarea mai multor comenzi ;

se pot alimenta de la surse de frecvenţe mari cuprinse între 50 Hz şi 2 000 Hz ;

intrarea în funcţiune este imediată şi nu necesită întreţinere ;

se pot conecta în mai multe etaje ;

se pot conecta în push-pull pentru a avea tensiunea la ieşire diferită ca sens, după cum este sensul curentului prin înfăşurarea de control ;

se pot realiza simplu, pentru puteri foarte mici (de ordinul μW) ;

se pot construi complet capsulate.

Dezavantajele principale ale amplificatoarelor magnetice sînt :

la construcţia lor necesită materiale feromagnetice speciale care sînt scumpe ; deşi greutatea lor pe unitate este mai mică decît a maşinilor

amplificatoare, costul materialelor folosite este de cîteva ori mai mare; costul total de fabricaţie este întrucîtva micşorat de costul diferit al manoperei;

caracteristicile lor sînt influenţate de calităţile redresoarelor uscate folosite, care depind de condiţiile mediului ambiant (umiditate, temperatură etc.);

tensiunea la bornele de ieşire este unidirecţională; conectarea în push-pull necesită dublarea unităţii şi existenţa înfăşurărilor necesare comparării; folosirea rezistenţelor pentru comparare, conduce la realizarea unui randament teoretic de 17%.

În cele ce urmează se prezintă o tabelă comparativă între două maşini amplificatoare şi două amplificatoare magnetice de puteri apropiate; datele prezentate se pot interpreta doar din punctul de vedere al ordinului de mărime.

Tabela 1

Comparaţie între două maşini amplificatoare şi două amplificatoare magnetice

Nr. crt.	Caracteristici	Unitatea de măsură	Maşini amplificatoare		Amplificatoare magnetice cu reacţie internă	
			Amplidina[1]	Rapidina[1]	Miezul din bandă Fe-Si laminată la rece[2]	Miezul din tablă Fe-Si laminată la rece[2]
1	Puterea nominală	kW	1,400	2,500	1,760	1,700
2	Viteza de rotaţie	rot/min	2 920	2 920	—	—
3	Frecvenţa	Hz	—	—	50	50
4	Tensiunea nominală	V	200	200	235	236
5	Curentul nominal	A	7	12,5	7,5	7,3
6	Factorul de amplificarea puterii		1 100	1 900	7 600	700
7	Constanta de timp	s	0,1	0,1	0,3	0,1
8	Amplificarea dinamică	1/s	11 000	19 000	23 000	7 000
9	Greutatea	kg	70	76	35	40

[1]) valorile sînt citate după [3]
[2]) valorile sînt date de firma A.E.G.

Din tabela 1 se constată că rapidina are amplificarea dinamică destul de mare; fiind constituită din două maşini conectate în cascadă, manopera cerută la realizare este dublă.

Amplidina are factorul de calitate mai bun decît al amplificatorului magnetic cu miezul din tole.

Amplificatorul magnetic cu miezul în formă de tor din bandă de Fe—Si cu cristale orientate, are factorul de amplificare al puterii cel mai mare dintre amplificatoarele menţionate. Deşi manopera este simplificată, producerea miezului feromagnetic este dificilă şi procedeele tehnologice sînt scumpe.

Amplificatorul magnetic cu miezul din tole de Fe—Si cu cristale orientate are factorul de amplificare dinamică mai mic decît al maşinilor amplificatoare.

Domeniul de aplicare

Maşinile amplificatoare constituie principalele elemente amplificatoare de curent continuu, din majoritatea schemelor de automatizare.

În sistemele de reglare a tensiunii, a curentului, a puterii, a vitezei, a vitezei de rotaţie, a acceleraţiei etc., amplidina şi rototrolul — cele mai reprezentative dintre maşinile amplificatoare — sînt folosite fie singure, fie cu preamplificatoare electronice, magnetice etc.

Amplificatoarele magnetice sînt folosite în tehnică drept amplificatoare de curent continuu sau alternativ. Se utilizează în special ca preamplificatoare în schemele de automatizare; s-au realizat regulatoare de tensiune pentru maşinile sincrone de puteri diferite, folosind în principiu numai amplificatoare magnetice.

Folosirea amplificatoarelor magnetice în schemele în care amplificatorul final este amplidina duce la simplificarea schemelor de stabilizare, evitîndu-se transformatoarele de stabilizare de dimensiuni exagerate şi de greutate comparabile cu greutatea maşinii amplificatoare folosite.

Amplificatorul magnetic este folosit şi în măsuri electrice ca transformator de curent continuu (pentru măsurarea intensităţilor mari, de ordinul 10 000—200 000 A).

Funcţionarea în regim de releu a amplificatorului magnetic este folosită; se realizează în acest mod un releu fără contacte.

Concluzii

Din aceste consideraţii se poate constata că maşinile amplificatoare şi amplificatoarele magnetice nu se concurează în principalele scheme de automatizări. Alegerea tipului de amplificator se poate face cunoscînd în prealabil precis condiţiile de funcţionare.

ANEXA I.

Factorul de amplificare şi constanta de timp al maşinii de curent continuu într-un singur etaj fără reacţie, exprimate în funcţie de dimensiunile principale şi de solicitările electromagnetice

Factorul de amplificare al puterii se defineşte astfel

$$k_p = \frac{P}{P_c}. \qquad (1)$$

Puterea dată de maşina de curent continuu, se exprimă în funcţie de dimensiunile principale astfel:

$$P \approx U_e I = \pi^2 D^2 \alpha_i l_i n A B. \qquad (2$$

Notaţiile sînt cele folosite curent în maşinile electrice, şi anume : D — diametrul indusului ; α_i — factor de acoperire polară ; l_i — lungimea ideală a indusului ; A — pînza de curent a indusului ; B — inducţia magnetică în întrefier ; n — viteza de rotaţie.

Puterea de excitaţie este :

$$P_e = i^2 r = i^2 \rho \frac{2p\, l_m w_e}{s_{cu}} = 2\, p(iw_e)\, \rho\, l_m\, \zeta_1 = 2p\, \theta\, \rho l_m \zeta_1 \quad (3)$$

în care : θ este solenaţia de excitaţie pe pol ; ρ — rezistivitatea conductorului înfăşurării de excitaţie ; l_m — lungimea medie a unei spire pe pol ; ζ_1 — densitatea de curent în înfăşurarea de excitaţie : $2p$ — numărul de poli ai maşinii.

Se notează prin :

$l_{mt} = 2p\, l_m$ lungimea totală a unei spire a înfăşurării de excitaţie [se poate exprima aproximativ astfel :

$l_{mt} \approx 2(\pi D + 2p\, l_i)$.

Solenaţia de excitaţie, se poate exprima astfel :

$$\theta = B\left(\frac{l_\delta}{\mu_a} + \Sigma \frac{l_{Fev}}{\mu_{Fev}}\right) \quad (4)$$

l_δ — fiind lărgimea întrefierului, iar l_{Fev} — lungimea medie a liniei de cîmp în miezul feromagnetic de permeabilitate magnetică μ_{Fev}.

Din (1), (2), (3) se determină factorul de putere :

$$k_p = \pi^2 D^2\, \alpha_i\, l_i\, nA\, \frac{B}{\theta}\, \frac{1}{\rho\, \zeta\, l_{mt}} \quad (5)$$

$$k_p = \pi^2\, \alpha_i \frac{D^2\, l_i}{2(\pi D + 2p\, l_i)}\, n\, A\, \frac{1}{\rho\, \zeta}\, \frac{1}{\frac{l_\delta}{\mu_a} + \Sigma \frac{l_{Fev}}{\mu_{Fev}}}. \quad (6)$$

Pentru a se obţine un factor de putere mare se cere ca : viteza de rotaţie a maşinii să fie mare ; lărgimea întrefierului cît mai mică (este limitată însă de distorsiunea cîmpului magnetic în întrefier) ; permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic să fie mare ; pînza de curent cît mai mare (este limitată însă de comutaţie) ; rezistivitatea înfăşurării de excitaţie cît mai mică.

Constanta de timp a înfăşurării de excitaţie se exprimă astfel :

$$T_e = \frac{L_e}{r} = \frac{2\, p\, w_e\, \Phi_p}{ri}, \quad (7)$$

în care L_e este inductivitatea înfăşurării de excitaţie iar r — rezistenţa înfăşurării de excitaţie.

Fluxul prin polul inductor se poate exprima astfel :

$$\Phi_p \approx (1 + \sigma)\, \Phi = (1 + \sigma) \frac{U_e}{2f \cdot 2w}$$

în care : f este frecvenţa cîmpului magnetic prin indus ; w — numărul de spire dintre două perii consecutive ; σ — factorul de dispersie al cîmpului magnetic dintre polii principali ; U_e — tensiunea indusă între două perii.

Deci :

$$T_e = \frac{w_e\, (1 + \sigma)}{4\, fw} \cdot \frac{U_e}{ri} \quad (8)$$

Înlocuind în ecuaţia precedentă pe U_b, r şi i, cu expresiile corespunzătoare se obţine :

$$T_e = \frac{\pi\, D\, \alpha_i\, l_i\, (1 + \sigma) \cdot B}{\rho \zeta l_{mt}}. \quad (9)$$

Pentru a se obţine o constantă de timp mică este necesar ca : fluxul de dispersie al poliilor inductori să fie mic ; rezistivitatea conductorului înfăşurării de excitaţie să fie mare ; inducţia în întrefier să fie mică ; densitatea de curent în înfăşurarea de excitaţie să fie mare ; lungimea medie a spirei totale să fie cît mai mare.

Amplificarea dinamică se obţine din ecuaţiile (6) şi (9) :

$$k_D = \frac{k_p}{T_e} = \pi\, Dn\, \frac{A}{(1 + \sigma)B}\, \frac{1}{\frac{l_\delta}{\mu_a} + \Sigma \frac{l_{Fev}}{\mu_{Fev}}}. \quad (10)$$

Amplificarea dinamică este mare la maşinile de diametru mare, la care pînza de curent este mare şi inducţia în întrefier este mică ; permeabilitatea magnetică mare şi turaţia mare, conduc de asemenea la creşterea amplificării dinamice.

ANEXA II.

Factorul de amplificare şi constanta de timp a amplificatoarelor magnetice

Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească amplificatorul magnetic, folosit în tehnica reglării, sînt identice cu condiţiile care se cer oricărui element amplificator. În cele ce urmează se exprimă constanta de timp şi factorii de amplificare în funcţie de dimensiunile principale şi de calităţile miezului feromagnetic folosit.

Factorul de amplificare a puterii :

$$k_p = \frac{I^2 R}{I_c^2 r}, \quad (11)$$

în care I este valoarea efectivă a curentului prin circuitul de sarcină de rezistenţa R şi I_c — valoarea efectivă a curentului prin circuitul de comandă de rezistenţă $r = \rho \frac{w_c\, l_m}{s_{cu}}$.

Valoarea efectivă a intensităţii curentului din circuitul de sarcină este :

$$I = \frac{U_e}{\sqrt{R_0^2 + X_k^2}} = \frac{U_e}{R} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{R_0}{R}\right)^2 + \left(\frac{X_k^2}{R}\right)^2}} = a \frac{U_e}{R} \quad (12)$$

în care : U_e este valoarea efectivă a tensiunii la bornele amplificatorului necomandat :

$$a = \frac{1}{\left[\left(\frac{R_0}{R}\right)^2 + \left(\frac{X_K}{R}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}}};$$

R_0 — rezistenţa totală a circuitului de sarcină iar ; X_K — reactanţa amplificatorului comandat.

Se poate scrie :

$$U_e = 4{,}44\, f\, 2w\, S_{Fe}\, B_{Fe\,0}. \quad (13)$$

în care : w este numărul de spire ale unui element al amplificatorului ; S_{Fe} — secţiunea miezului feromagnetic al amplificatorului : B_{Fe0} — inducţia magnetică în miezul feromagnetic al amplificatorului necomandat.
Deci :

$$I = \frac{4{,}44\, a\, f\, .2w.S_{Fe} \cdot B_{Fe\,0}}{R}. \qquad (14)$$

Între solenaţia medie $I_m w$ a circuitului de sarcină şi solenaţia medie $\approx I_c w_c$ a înfăşurării de comandă, se poate scrie relaţia :

$$I_m\, w = I_c w_c \qquad (15)$$

dacă solenaţia de magnetizare este neglijabilă (pentru aceasta permeabilitatea magnetică a miezului trebuie să fie foarte mare).
Notăm raportul dintre valoarea efectivă şi valoarea medie a curentului de sarcină prin :

$$k_{fi} = \frac{I}{I_m}.$$

Cu acestea, factorul de amplificare a puterii se poate scrie :

$$k_p = \frac{8{,}88\, a\, k_{fi}\, f\, S_{Fe}\, B_{Fe\,0}}{\rho \zeta l_m} \qquad (16)$$

l_m fiind lungimea medie a spirei, înfăşurării de comandă.
Factorul de amplificare a puterii este proporţional cu frecvenţa tensiunii de alimentare, cu inducţia magnetică $B_{Fe\,0}$ şi este maxim la amplificatoarele cu permeabilitate magnetică foarte mare.

Constanta de timp a circuitului de comandă, în regim tranzitoriu este :

$$T_e \approx \frac{1}{2f} \frac{U_m}{I_c r} \frac{w_c}{2w},$$

în care $U_m = \frac{U_e}{k_{fu}}$ este valoarea medie a tensiunii la bornele amplificatorului necomandat.

Se poate scrie :

$$T_e \approx \frac{1}{2f} \frac{1}{k_{fu}} \frac{U_c}{I_c r} \frac{w_c}{2w}. \qquad (17)$$

Ţinînd seamă de expresiile (13) şi (15) se obţine :

$$T_e = \frac{2{,}22}{k_u} \cdot \frac{S_{Fe} B_{Fe\,0}}{\rho \zeta l_m}. \qquad (18)$$

Constanta dde timp depinde de inducţia magnetică în miez, de secţiunea miezului, de rezistivitatea ρ, de lungimea medie a spirei înfăşurării de excitaţie şi de densitatea de curent în înfăşurarea de excitaţie.
Amplificarea dinamică se obţine din ecuaţiile (16) şi (17) :

$$k_D = 4\, a\, k_u\, k_i\, f. \qquad (19)$$

Amplificarea dinamică este o constantă independentă de dimensiunile geometrice ale amplificatorului magnetic

BIBLIOGRAFIE

[1] SAY, M.G. : *Rotating Amplifiers*. George Newness Ltd. Londra, 1954.
[2] LOOCKE, G. : *Die Bemessung von Gleichstrommaschinen für Regelzwecke*. Regelungstechnik 3 (1955), p.84—90.
[3] NECHLEBA, F. : *Die Rapidyne, ein moderner Maschinenverstärker*, Elektrotechn. Z.—A 77 (1956) p.326—329.
[4] VALENTIN, A. : *Les dynames amplificatrices. L'amplidyne*. Bull. Soc. franç. Electr. 53 (1948) p. 304.
[5] *Discuţii la lucrare*. Bull. Soc. franç. Electr. 54 (1949) 4, p. 284—290.
[6] HELLOT, J. : *Rototrol*. Bull. Soc. franç.Electr. 54 (1949) p. 328—342.
[7] HARRIS, R.W. : *Industrial application of rototrol regulators*. Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 65 (1946) p. 18—123.
[8] MORARU, A. : *Comportarea amplidinei în scheme de automatizare*. Inst. de Energetică, Bucureşti, 1955.
[9] EFANOV, G.A. şi REINGOLD, R.I. : *Acţionarea electrică a excavatoarelor puternice*. Electricestvo 76 (1956) 4, p.10—16
[10] STORM, F.H. : *Magnetic amplifiers*. John Wiley and sons, New York, 1955.
[11] MILNES, A. : *Amplificatoarele magnetice*. Proc. Inst electr. Engrs. 96 (1949) p. II, p.329—338.
[12] FEINBERG : *A review of transductor principales and applications*. Proc. Inst. electr.Engrs. 97 (1950) p. II, p. 628.
[13] EFANOV, G.A., GUTKIN, M.B. şi REINGOLD, R. S. : *Primenenie magnitnih usilitei v elektroprivode*. Elektricestvo 76 (1956) 2,p.9—14.
[14] GEYGER, W. : *Technical properties of magnetic amplifiers*. Mc Graw Hill Co., New York, 1954.
[15] ROSENBLAT, A.M. : *Magnitnie usiliteli*. Gosenergoizdat Moscova, 1955.
[16] SCHILLING, W. : *Transduktortechnik*, p.II „*Der Spanungsteurnde Transducktor*". Regelungstechnik 3 (1955) p. 28—36.
[17] RAMEY, A.R. : *On the mecanics of magnetic amplifier operation* Trans. Amer.Inst. electr. Engrs. 70(1951) p.II, p.1214—1223.
[18] CHAGUÉ, B. : *L'amplificateur magnétique autosaturé*. Bull. Soc. franç. Electr. 61 (1956) p. 14—56.
[19] STORM, F.H. : *Theory of magnetic amplifiers with squareloop core materials*. Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 72 (1953) p., p. 629—640.
[20] MONTGOMERY, P.J. : *A comparasion of rotating, electronic and magnetic amplifier regulators*. Electrical Engineering 28 (1956) p. 359—363.
[21] DHEN, W. : *Die Grundschaltungen des magnetischen Verstärkers*. Electrotehn.Z.—A 75 (1954) p. 541—547.
[22] LANG, A. : *Magnetische Leistungsverstärker für Steur und Regelzwecke*. Electrotechn.Z —A 75 (1954) p.753—760

CHRISTOFOR VAZACA*)

Generator electronic experimental pentru încălzirea dielectrică, cu adaptare automată a sarcinii

CZ 621.365.92 : 621.313.4.072.86

1. Introducere

La generatoarele electronice pentru încălzirea dielectrică de putere mare, se obişnuieşte să se folosească dispozitive de adaptare automată, care au rolul de a menţine generatorul în condiţii optime de funcţionare — la sarcina optimă sau puterea utilă nominală. S-au utilizat diverse circuite de adaptare [1], [2] în care un element reactiv — capacitate sau inductanţă — variază în mod automat, fiind comandat pe cale mecanică. Nici una din soluţiile cunoscute nu reuşeşte să realizeze o adaptare automată riguroasă, adică menţinerea riguroasă a impedanţei de sarcină la valoarea nominală.

Una din metode foloseşte un condensator variabil suplimentar legat în paralel cu condensatorul circuitului oscilant, care variază în mod automat în funcţie de abaterea curentului mediu anodic al tubului oscilator de la valoarea nominală; această variaţie încetează cînd abaterea se anulează. Dacă curentul mediu anodic se menţine constant deşi constantele materialului dielectric, care constituie sarcina oscilatorului variază în timpul intervalului de încălzire, puterea absorbită de oscilator este constantă, iar dacă regimul de funcţionare este aproape de limita de excitaţie, se poate ca puterea utilă să varieze în limite mici.

O dată cu variaţia condensatorului suplimentar se produce şi o variaţie de frecvenţă, care însă nu are consecinţe importante pentru încălzire, dacă abaterea frecvenţei nu este prea mare.

În lucrarea de faţă se descrie un generator electronic[1]) experimental prevăzut cu un servomecanism de poziţie care comandă rotirea condensatorului suplimentar în funcţie de abaterea curentului mediu anodic de la valoarea nominală. Generatorul poate dezvolta 1,25 kW la 30 MHz şi este destinat pentru încălzirea prin pierderi dielectrice; materialul de încălzit utilizat în timpul încercărilor a fost praf de bachelită. Variaţia curentului mediu anodic în timpul intervalului de încălzire a fost practic imperceptibilă.

Metoda utilizată este valabilă pentru orice fel de material şi orice putere; din punct de vedere tehnic şi economic este însă interesantă numai pentru generatoarele de putere mare.

Servomecanismul poate realiza o adaptare mai bună dacă în loc să fie sensibil la abaterile curentului mediu anodic, este comandat de o tensiune proporţională cu puterea utilă a oscilatorului. O astfel de tensiune s-ar putea obţine cu un circuit de calcul electronic — un multiplicator electronic — care ar da o tensiune proporţională cu produsul dintre tensiunea de pe circuitul oscilant şi fundamentala curentului anodic. O astfel de soluţie, deşi este interesantă din punct de vedere teoretic, nu ar găsi justificare decît la o instalaţie de putere mare.

2. Descrierea generală a generatorului

În fig. 1 şi 2 se prezintă o vedere generală a generatorului electronic, prevăzut cu servomecanismul de adaptare automată.

Pe partea de deasupra se arată deschis compartimentul cu cele două platane ale condensatorului de sarcină, între care se introduce materialul dielectric care trebuie încălzit.

În interiorul generatorului compartimentele din dreapta cuprind tubul oscilator ATL 1—1 — cu anod exterior — montat pe un tub de ceramică pentru conducerea curentului de aer de răcire, produs de ventilatorul centrifugal din compartimentul inferior. Compartimentele din stînga cuprind şasiul cu amplificatoarele de tensiune şi putere ale servomecanismului, apoi servomotorul de curent continuu şi redresorul de înaltă tensiune cu şocul şi condensatorul de netezire, în compartimentul inferior.

Generatorul a fost calculat pentru a încălzi în 5 min un volum de aproape 1 200 cm³ praf de bachelită, sau aproximativ 1,7 kg, de la 20°C la 120°C. Pentru aceasta, tubul oscilator dezvoltă o putere utilă de 1,25 kW cu un randament anodic de 78 %, lucrînd pe o impedanţă de sarcină optimă $Z_0 = 4{,}20$ kΩ. Funcţionarea tubului este caracterizată de următoarele valori ale tensiunilor şi curenţilor:

tensiunea de alimentare anodică	$E_a = 3{,}5$ kV
curent mediu anodic	$I_{a_0} = 0{,}45$ A
amplitudinea tensiunii anodice	$U_{a_m} = 3.200$ V
coeficientul de tensiune	$\xi = \frac{U_{a_m}}{E_a} = 0{,}915$
tensiunea de negativare	$E_g = -300$ V
amplitudinea tensiunii de grilă	$U_{g_m} = 560$ V
tensiunea anodică minimă	$u_{amin} = 300$ V
tensiunea de grilă maximă	$u_{gmax} = 260$ V

*) Ing. CHR. VAZACA este membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

[1]) Generatorul a fost construit în Laboratorul de Electronică Energetică de la Institutul Politehnic din Bucureşti, de către Ing. NISTOR OCTAVIAN şi Ing. SENCHEA ELENA, sub conducerea autorului, în anul 1957.

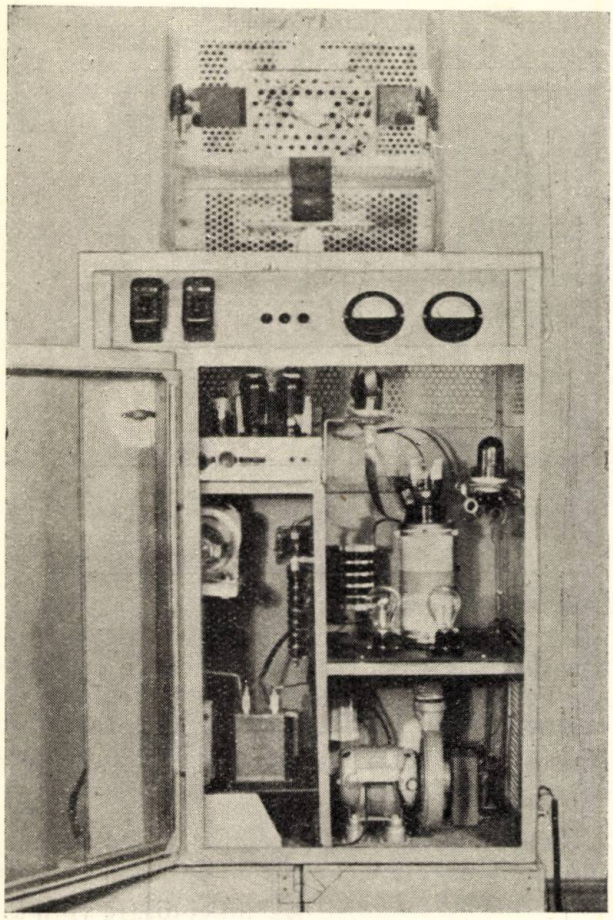


Fig. 1. Vedere generală a generatorului de încălzire dielectrică.

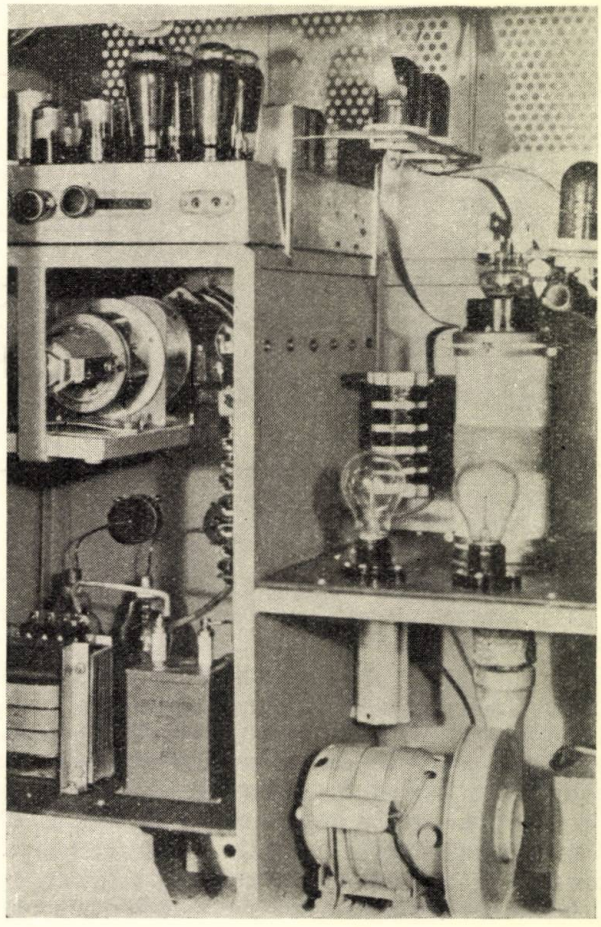


Fig. 2 Compartimentele generatorului: în dreapta tubul oscilator cu instalaţia de răcire; în stînga servomecanismul pentru adaptarea automată şi redresorul de înaltă tensiune

În fig. 3 este reprezentată schema de principiu a generatorului împreună cu servomecanismul utilizat ca dispozitiv de adaptare automată. Pe catodul tubului oscilator T_1 (ATL 1—1) este introdusă rezistenţa $R_1 = 10\,\Omega$, la bornele căreia se culege o tensiune de $U_e = 4{,}5$ V, la valoarea nominală a curentului mediu anodic $I_{a_0} = 0{,}45$ A. Acest curent reprezintă în sistemul de reglare automată mărimea de ieşire sau mărimea comandată.

În circuitul de grilă a primului etaj de amplificare cu tuburile T_3—T_4 (6 Φ 5) se compară tensiunea U_e cu o tensiune de referinţă $U_0 = 4{,}5$ V. În situaţia normală, polarizarea punctului mediu de funcţionare al tuburilor T_3—T_4 este însă $E_{g_0} = -1$ V, care se obţine datorită rezistenţei de catod R_{c_1}. Primul etaj fiind în punte se află în echilibru cînd $U_\varepsilon = U_0 - U_e = 0$ şi diferenţa de potenţial între anodele tuburilor T_3—T_4 este nulă. Dacă curentul I_{a_0} se abate de la valoarea nominală, tensiunea U_ε este diferită de zero, primul etaj se dezechilibrează şi între anode apare o diferenţă de potenţial proporţională cu abaterea sau tensiunea de eroare U_ε. Aceasta este amplificată în al doilea etaj de amplificatorul în tensiune, format de tuburile T_5—T_6 (6 Φ5) montate în punte (montaj diferenţial).

Etajul de putere cu tuburile $T_{7,8}$ şi $T_{9,10}$ (EL6) formează un amplificator de curent în punte, care alimentează pe indus servomotorul de curent continuu. În situaţia normală puntea se află în echilibru şi curentul prin indus este nul. Cînd apare o diferenţă între tensiunile de grilă, curentul într-un tub creşte peste curentul de repaus cu valoarea curentului din indus, la limită un tub se taie şi curentul din celălalt tub creşte aproape la valoarea dublă a curentului de repaus.

Motorul se pune în mişcare, roteşte condensatorul variabil C_s, frecvenţa oscilatorului se modifică, impedanţa circuitului oscilant variază şi odată cu ea curentul I_{a_0}. Procesul de reglaj continuă, pînă cînd curentul I_{a_0} revine la valoarea nominală; atunci tensiunea U_ε se anulează şi motorul se opreşte. La o abatere de 0,13% a curentului I_{a_0} rezultă o abatere de 5,5 mV a tensiunii U_e, pentru care ansamblul amplificator aplică la bornele indusului o ten-

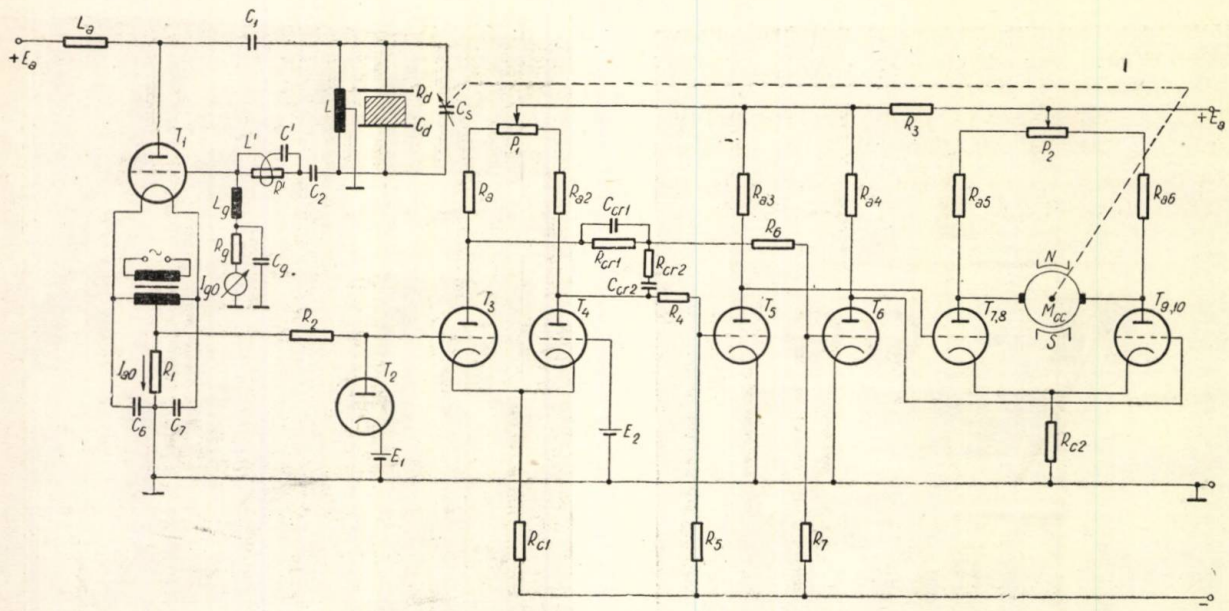


Fig. 3 Schema de principiu a generatorului electronic cu servomecanismul pentru adaptarea automată a arcinii.

siune de 107V[2]). Această amplificare dă sistemului o sensibilitate mult mai mare decît este necesară pentru adaptarea automată a generatorului, care — în cazul experimentat de noi al încălzirii bachelitei — dă o durată de încălzire, deci de variaţie a impedanţei materialului, de 5 min, durată foarte lungă în raport cu timpul de reglare al sistemului automat realizat.

S-au ales o amplificare şi o sensibilitate mai mare decît necesară pentru a permite utilizarea servomecanismului şi la alte aplicaţii.

În acest scop, servomecanismul s-a construit ca o unitate independentă, uşor demontabilă din generatorul de încălzire dielectrică; dacă se introduc traductori adecvaţi la ieşirea şi intrarea sistemului, servomecanismul — care este de fapt un servomecanism de poziţie — se poate transforma într-un sistem de reglare a unor mărimi foarte variate (temperatură, debit, presiune, tensiune etc.).

În exemplul descris mai sus, rolul de traductor la ieşire îl are condensatorul C_s — prin care se transformă rotaţia axului de ieşire într-o variaţie de capacitate, apoi de frecvenţă, de impedanţă şi de curent mediu anodic; rezistenţa R_1 joacă rolul de traductor pe calea de reacţie şi transformă mărimea de ieşire I_{a_0} într-o tensiune U_e care poate fi comparată cu mărimea de referinţă — tensiunea U_0.

Această tensiune este dată de pila E_2 care lucrează în gol în circuitul grilei tubului T_4. Diferenţa între U_0 şi tensiunea primită pe catod reprezintă negativarea E_{g0} a punctului mediu de funcţionare. In schema din fig. 10, tensiunea de intrare U_i este tensiunea de referinţă U_0. Pentru simetria schemei, s-a indicat un traductor fictiv Y_{t_i}, care ar produce tensiunea $U_0 = 4{,}5$ V, cînd la intrare ar primi un curent $I_{a_0\,\text{nominal}} = 0{,}45$ A.

3. Determinarea relaţiei dintre variaţia capacităţii suplimentare şi a curentului mediu anodic

Pentru determinarea relaţiei dintre variaţia necesară ΔC_s a capacităţii suplimentare — pusă în paralel cu circuitul oscilant — şi curentul mediu anodic, s-a utilizat o metodă grafo-analitică şi o aproximaţie de liniarizare, avînd în vedere că funcţionarea oscilatorului electronic este eminamente neliniară[3]).

S-a determinat mai întîi dependenţa dintre curentul mediu anodic I_{a_0} şi impedanţa la rezonanţă Z_0 a circuitului oscilant în sarcină. In funcţionarea reală a oscilatorului, în timp ce constantele electrice ale materialului dielectric variază din cauza încălzirii, va varia impedanţa circuitului de sarcină Z_0 şi frecvenţa oscilatorului $f = \frac{\omega}{2\pi}$; o dată cu aceasta variază tensiunea pe circuitul oscilant U_{a_m}, tensiunea de excitaţie a grilei U_{g_m} şi tensiunea de negativare E_g obţinută prin trecerea componentei medii a curentului de grilă în rezistenţa R_g; rezultă implicit o variaţie a curentului anodic şi a componentei sale medii I_{a_0}.

Obţinere unei relaţii analitice între Z_0 şi I_{a0} este greu de obţinut, chiar dacă se consideră caracteristici idealizate ale tubului. Pentru aceasta, din mărimile E_a^*, U_{a_m}, E_g şi U_{g_m} s-au menţinut pe rînd trei constante şi s-a variat a patra, — afară de E_a. De fiecare dată, s-a

[2]) Din cauza frecării uscate a motorului, există un prag de sensibilitate; motorul nu porneşte decît la o anumită valoare a tensiunii aplicate. Tensiunea de 107 V considerată aici este mai mare cu aproximativ 60% faţă de acest prag. Deci servomecanismul poate intra în acţiune şi la abateri mai mici de 0,13%.

[3]) În loc de această predeterminare, relaţia căutată, poate fi obţinută, bineînţeles, şi pe cale experimentală.

obţinut prin metode grafice, cu ajutorul caracteristicilor reale de curent ale tubului oscilator — relaţia $I_{a_0} = f(Z_0)$.

În fig. 4 s-a reprezentat această relaţie pentru cazurile U_{a_m} variabil, U_{g_m} variabil şi E_g variabil. Avînd în vedere că oscilatorul lucrează aproape de limita de excitaţie (0,915) se poate presu-

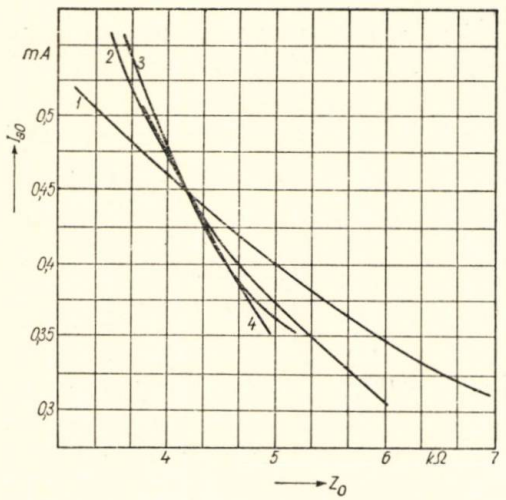


Fig. 4 Variaţia curentului mediu anodic cu impedanţa de sarcină a tubului oscilator: $I_{a_0} = f(Z_0)$:
1 — U_{a_m} — variabil; E_a, U_{g_m}, E_g = const; 2 — U_{g_m} = variabil, E_a, U_{a_m}, E_g = const.; 3 — E_g = variabil, E_a, U_{a_m}, U_{g_m} = const; 4 — caracteristica liniarizată.

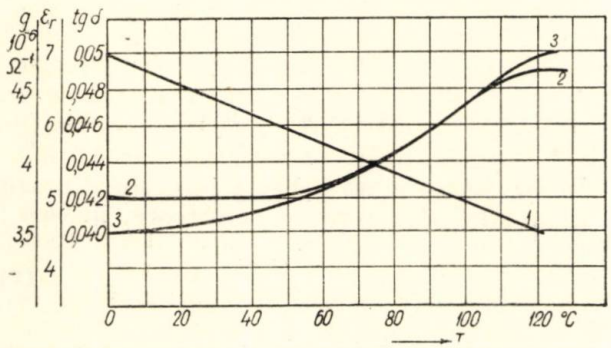


Fig. 5 Variaţia constantelor materialului dielectric cu temperatura la frecvenţă constantă:
1 — $\operatorname{tg}\delta = f_1(T)$ 2 — $g = \omega\varepsilon_0\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta = f_2(T)$; $\varepsilon = \varepsilon_r = f_r(T)$

pune că, în funcţionarea reală, variaţia probabilă se face după o curbă situată între curbele corespunzătoare la E_g variabil şi U_g variabil, pentru care $u_{a\,min} = E_a - U_{a_m} = \text{constant}$.

Astfel, se admite o relaţie liniară:

$$\frac{\Delta Z_0}{\Delta I_{a_0}} = 8\,\frac{k\,\Omega}{A} \qquad (1)$$

Pentru a găsi variaţia capacităţii suplimentare C_s în timpul intervalului de încălzire, necesară pentru a compensa variaţia impedanţei provocată de variaţia constantelor materialului dielectric, s-a procedat în etape.

Variaţia constantelor materialului (ε_r, $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$, tg δ) este cunoscută (fig. 5). De aici s-a dedus variaţia rezistenţei echivalente de pierderi R_d şi a capacităţii C_d a dielectricului, utilizînd relaţiile:

$$C_d = \varepsilon_0\,\varepsilon_r\frac{s}{d} \qquad (2)$$

$$C_{total} = C_d + C_p + C_m + C_0 \qquad (3)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L\,C_{tot}}} \qquad (4)$$

$$R_d = \operatorname{tg}\delta\,\frac{1}{\omega C_d} \qquad (5)$$

în care: C_p este capacitatea totală parazită a tubului; C_m — capacitatea parazită a monta-

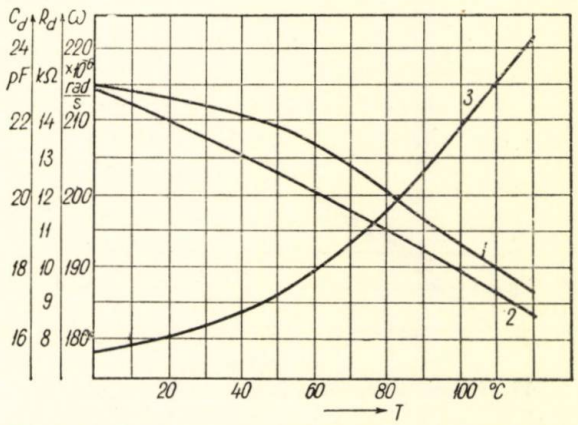


Fig. 6 Variaţia frecvenţei oscilatorului, a rezistenţei de pierderi şi a capacităţii materialului dielectric cu temperatura;
1 — $\omega = f_1(T)$; 2 — $R_d = f_2(T)$; 3 — $C_d = f_3(T)$

jului; C_0 — capacitatea proprie a bobinei circuitului oscilant; ω — pulsaţia oscilaţiei.

Variaţia mărimilor C_d, R_d şi ω în funcţie de temperatură este arătată în fig. 6. Cu valorile din această diagramă s-a obţinut variaţia impedanţei cu temperatura, arătată în fig. 7. În calculul acestei impedanţe s-a presupus o canti-

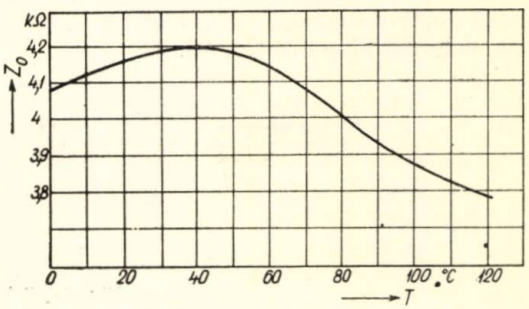


Fig. 7 Variaţia impedanţei de sarcină a tubului oscilator cu temperatura $Z_0 = f(T)$

tate de material astfel aleasă încît maximul $Z_0 = 4{,}2$ kΩ să coincidă cu impedanţa pentru care s-a proiectat oscilatorul.

Rolul capacităţii suplimentare este de a menţine impedanţa văzută de tub la această valoare, pe întregul interval de încălzire. În

fig. 8 s-a reprezentat variaţia necesară a capacităţii suplimentare C_s.

Cu ajutorul diagramelor din fig. 4, 7 şi 8 s-a

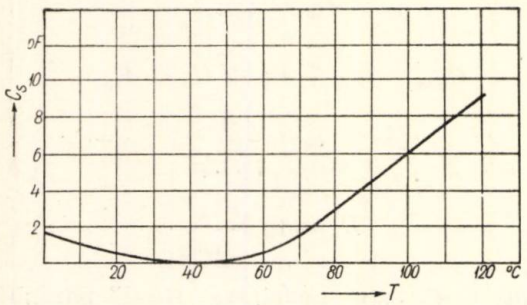


Fig.8 Variaţia cu temperatura a capacităţii suplimentare necesară pentru menţinerea adaptării sarcinii generatorului. $C_s = f(T)$

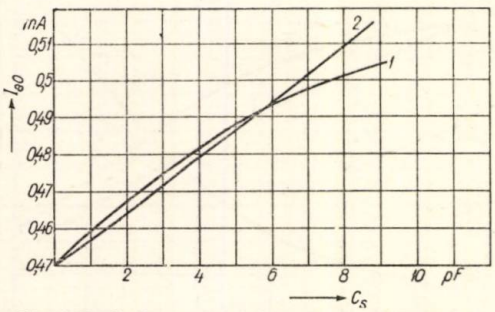


Fig. 9 Variaţia curentului mediu anodic al tubului oscilator în funcţie de valoarea capacităţii suplimentare $Ia_0 = f(C_s)$.

1. — curba calculată grafo-analitic; *2* — aproximaţie liniară.

obţinut relaţia dintre I_{a_0} şi C_s, arătată în fig. 9. S-a admis aproximaţia liniară indicată pe diagramă, adică :

$$\frac{\Delta I_{a_0}}{\Delta C_s} = 7{,}5 \frac{[\text{m A}]}{\text{p F}} = 7{,}5 . 10_9 \frac{\text{A}}{\text{F}} \qquad (6)$$

4. Calculul regimului dinamic al servomecanismului

Pentru calculul dinamic, se reprezintă întreg sistemul servomecanism şi generator electronic — prin schema bloc din fig. 10.

prin calcul (cazul amplificatorului) sau pe cale experimentală (cazul motorului).

S-au ridicat caracteristicile motorului în gol şi în sarcină şi s-a determinat printr-o metodă de cădere liberă, momentul de inerţie şi coeficientul de frecare vîscoasă. În aceste determinări s-a aplicat o metodă de compensare pentru a ţine seama de prezenţa frecărilor uscate.

Funcţiile de transfer folosite în calculul de mai jos sînt :

$$Y_{t_i} = K_{t_i} = 10 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

$$Y_{RC}(s) = \frac{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_3 s)(1 + T_4 s)} = \frac{(1 + 0{,}113s)}{(1 + 0{,}226s)} \times$$

$$\times \frac{(1 + 0{,}05s)}{(1 + 0{,}25s)} \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$Y_{AD}(s) = K_{AD} = 19\,400 \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$Y_m(s) = \frac{K_m}{s(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)} =$$

$$= \frac{0{,}815}{s(1 + 0{,}00175s)\ (1 + 0{,}1127s)} \frac{\text{rad}}{\text{V}}$$

$$Y_c = K_c = 10 \frac{\text{pF}}{\text{rad}}$$

$$Y_{t_e} = K_{t_e} = 7{,}5.10^{-3} \frac{\text{A}}{\text{pF}}$$

$$Y_r = K_r = 10 \frac{\text{V}}{\text{A}}$$

În fig. 11 se arată schema bloc simplificată a sistemului fără reţeaua corectoare, în care :

$$Y(s) = \frac{11{,}8}{s(1 + 0{,}1127s)\ (1 + 0{,}00175s)} \qquad (7)$$

Această schemă bloc se poate înlocui cu o schemă echivalentă, de tip clasic din fig. 12.

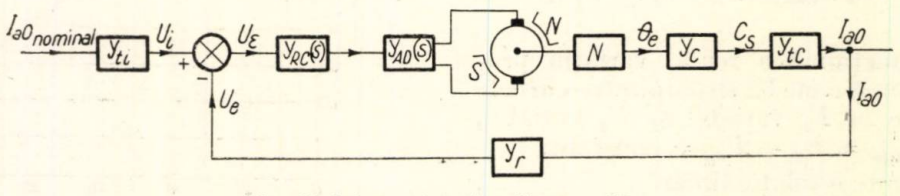


Fig. 10 Schema funcţională generală

Yt_i — traductorul de intrare, traductor fictiv care dă corespondenţa dintre valoarea nominală a curentului anodic $I_{a_0} = 0{,}45$ A şi valoarea tensiunii de referinţă care s-a ales $U_0 = 4{,}5$ V; RC — reţea corectoare necesară pentru stabilitatea sistemului; AD — amplificator diferenţial de curent continuu, de tensiune şi putere; M — motor de curent continuu cu excitaţia dată de magnet permanent; N — reductor de viteză cu raportul 46/1; Y_c — traductor de ieşire condensator suplimentar C_s; Y_{t_e} — traductor de ieşire, oscilator electronic; Y_r — traductor de reacţie, rezistenţa R_1

Pentru studiul regimului tranzitoriu s-a considerat sistemul liniar. Constantele necesare stabilirii funcţiilor de transfer s-au obţinut

$$Y_{ech.v}(s) = Y_{t_i}(s) . Y(s) = \frac{118}{s(1 + 0{,}1127s)\ (1 + 0{,}00175s)} \qquad (8)$$

Cu această funcție se studiază regimul sinusoidal, trasînd în prealabil locul de transfer în diagrama din fig. 13 și diagramele logaritmice din fig. 14.

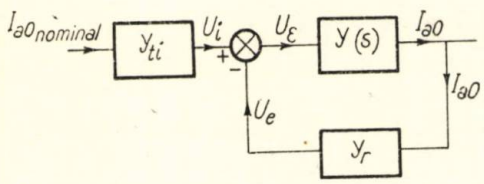


Fig.11 Schma funcțională simplificată

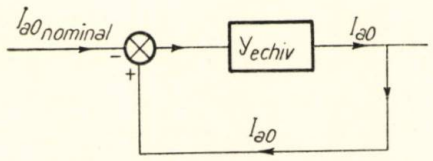


Fig. 12 Schema funcțională echivalentă

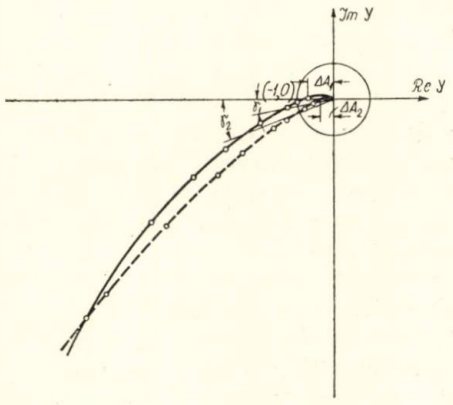


Fig. 13 Funcția de transfer a sistemului deschis în planul complex
$\Delta A_1 = 0{,}202$; $\gamma_1 = 11°$; $\Delta A_2 = 0{,}106$; $\gamma_2 = 23°$.

rețeaua corectoare integro-derivativă, cu care Y_{echiv} devine :

$$Y_{echiv}(s) = \frac{118\,(1 + 0{,}113s)\,(1 + 0{,}05s)}{s(1 + 0{,}226s)(1 + 0{,}25s)\,(1 + 0{,}1127s)(1 + 0{,}00175s)} \quad (9)$$

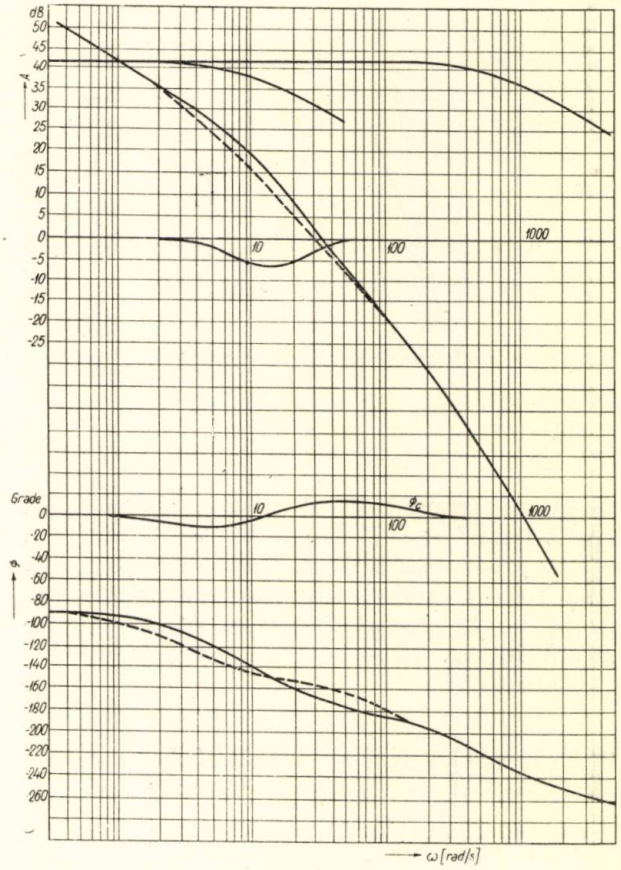
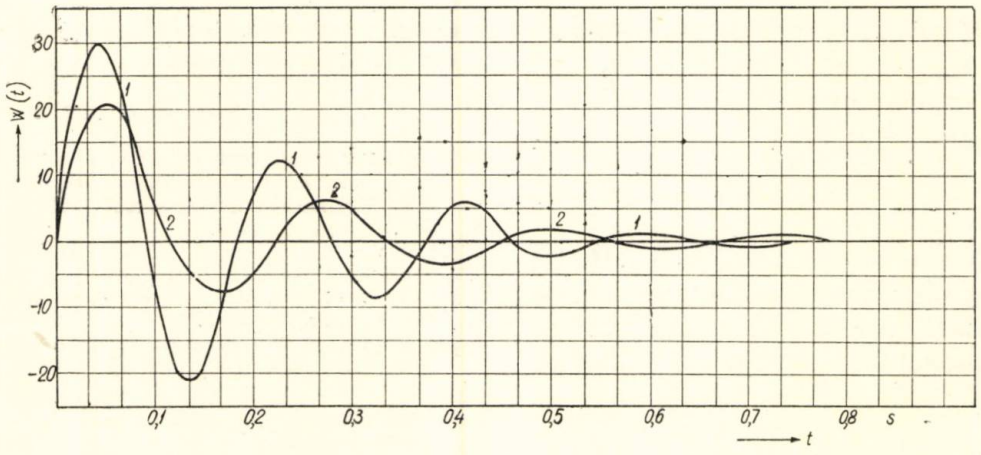


Fig.14 Funcția de transfer în planul logaritmic.



Fing.15 Funcția pondere a sistemului :
1 — necorectat ; 2 — corectat.

Se constată că sistemul este stabil, dar gradul de stabilitate este nesatisfăcător — margine de cîștig 10,9 db și margine de fază 11°. Se introduce

Reprezentările polare și logaritmice ale acestei funcții sînt date tot în fig. 13 și 14. Se constată o ameliorare substanțială a gradului de

stabilitate — margine de cîştig 19 db şi margine de fază 23°. Cîştigul sistemului la frecvenţa zero nu este afectat de introducerea reţelei corectoare.

maximă inadmisibilă (73%), pe cînd sistemul corectat are o abatere maximă acceptabilă (27%). Timpul de răspuns este respectiv 0,61 s şi 0,7 s.

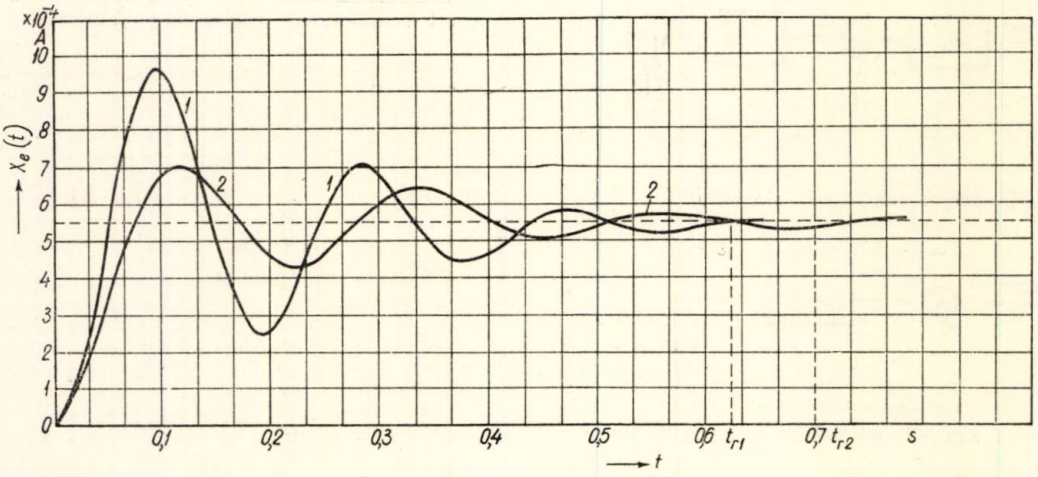


Fig.16 Răspunsul sistemului :
1 — necorectat ; *2* — corectat.

Regimul tranzitoriu se poate obţine prin metoda transformatei Laplace inversă sau prin metoda grafo-analitică, a trapezelor [3], [4].

S-a aplicat metoda a doua ; pentru aceasta, s-a obţinut în prealabil funcţia pondere, reprezentată în fig. 15 — pentru sistemul corectat şi necorectat.

$$W_0(t) = \mathfrak{L}^{-1}\left[Y_0(s)\right] = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{Y_{echiv}(s)}{1 + Y_{echiv}(s)}\right] \quad (10)$$

$$W_0(t) = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{X_e(s)}{X_i(s)}\right] \quad (11)$$

Cu ajutorul funcţiei pondere s-a găsit răspunsul tranzitoriu la o perturbaţie treaptă la intrare ;

$$X_e(t) = \int_{o-}^{t} X_i(t-\tau) \cdot W_o(\tau)\mathrm{d}\tau = |X_i| \int_{o-}^{t} W_0(\tau)\mathrm{d}\tau \quad (12)$$

S-a considerat o treaptă de $X_i = 5{,}5 \cdot 10^{-4}$ A şi s-a obţinut răspunsul tranzitoriu din fig. 16 pentru sistemul corectat şi necorectat. Se observă că sistemul necorectat are o abatere

Concluzii

Servomecanismul descris mai sus depăşeşte cu mult cerinţele cazului de aplicaţie la care a fost utilizat. Variaţia constantelor materialului dielectric este lentă, durata intervalului de încălzire fiind de 5 min.

La o variaţie a mărimii de intrare în servomecanism atît de lentă în raport cu timpul de răspuns al sistemului automat, se poate considera că regimul dinamic nu intervine şi că reglajul se face printr-o succesiune lentă de stări staţionare sau cvasistaţionare.

După cum s-a menţionat însă mai sus, acest servomecanism este destinat să fie utilizat şi în alte scopuri, foarte variate, în care mărimea de intrare ar putea să varieze rapid ; pentru astfel de cazuri, este justificată analiza regimului dinamic expusă mai sus.

BIBLIOGRAFIE

[1] MAZNIN, A.N., NETUŞIL, A.V. PARINI, E.P. : *Încălzirea prin curenţi de înaltă frecvenţă a dielectricilor şi semiconductorilor* (traducerea din limba rusă) Editura Energetică de stat, Bucureşti, 1953.

[2] MAY, E. : *Industrial High Frequency Electric Power* Champan Hall, London, 1949.

[3] SOLODOVNICOV, V.V. : *Osnovi avtomaticescovo regulirovania.* Maşghiz, Moscova, 1954.

[4] BROWN, G.S., CAMPBELL, D.P. : *Principales of Servomechnisms* John Wiley and Sons, New-York, 1948.

ANDREI ŢUGULEA*)

O aproximaţie mai bună a distribuţiei potenţialului şi cîmpului pe axa unei lentile electronice

CZ 537.533.331

În optica electronică interesează distribuţia potenţialului şi a intesităţii cîmpului electric pe axa unor lentile electrostatice de tipul celei din fig. 1.

În general, acest calcul se face considerînd că cilindrii care alcătuiesc lentilele au lungime infinită şi presupunînd că în interstiţiul dintre

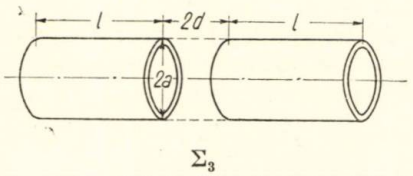


Fig. 1. Lentilă electronică electrostatică.

electrozi pe suprafaţa Σ_3 variaţia potenţialului este liniară [1] [2]. În acest fel se completează condiţiile la limită pentru domeniul cilindric interior şi este posibilă rezolvarea ecuaţiei lui Laplace pentru domeniul considerat. Deoarece cilindrii se consideră infiniţi soluţia ecuaţiei lui Laplace va conţine integrale Fourier a căror efectuare este legată de anumite dificultăţi iar formulele obţinute nu sînt prea simple.

În cazurile în care lungimea interstiţiului este mai mică decît raza interioară a cilindrilor, folosirea distribuţiei liniare a potenţialului pe suprafaţa Σ_3 este satisfăcătoare. În cazurile în care lungimea interstiţiului devine comparabilă sau mai mare decît raza cilindrilor, rezultatele obţinute pe baza distribuţiei liniare a potenţialului pe Σ_3 nu mai sînt satisfăcătoare şi se recurge fie la integrări numerice folosind metoda reţelelor [2], fie la determinări experimentale folosind baia electrolitică [1].

Scopul articolului este mai întîi obţinerea unei formule mai simple în cazul distribuţiei liniare a potenţialului pe Σ_3 şi apoi determinarea unei aproximaţii mai bune a distribuţiei cîmpului şi a potenţialului în cazul cînd lungimea interstiţiului devine mai mare sau egală cu raza cilindrilor şi cînd folosirea distribuţiei liniare pe Σ_3 nu dă rezultate satisfăcătoare. În vederea acestui scop vom porni de la observaţiile experimentale şi calculele numerice care arată că creşterea lungimii cilindrilor peste o anumită limită nu mai are nici o influenţă asupra cîmpului şi potenţialului din interstiţiul lentilei. Prin urmare în loc să considerăm o lentilă formată din doi cilindri semiinfiniţi putem considera o succesiune periodică de cilindri de lungime finită (fig. 2) astfel, încît fiecare pereche să constituie cîte o lentilă electrostatică de tipul celor din fig. 1.

În acest caz soluţiile ecuaţiei lui Laplace se vor exprima prin serii Fourier care sînt mai comode în calcule decît integralele Fourier, mai ales că în acest caz seriile obţinute sînt suficient de convergente.

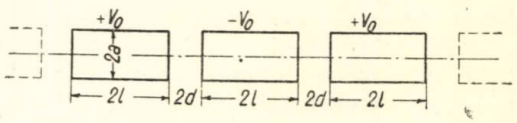


Fig. 2. Succesiune periodică de lentile electrostatice.

1. Cazul distribuţiei liniare în interstiţiu

Considerăm un electrod cilindric de rază a şi de lungime $2\ l$ cu pereţi de grosime neglijabilă, avînd potenţialul V_0 şi situat simetric între două plane infinite paralele de potenţial nul, interstiţiile fiind egale cu d (fig. 3).

În virtutea metodei imaginilor [3], soluţia acestei probleme constituie de asemenea soluţia cazului din fig. 2 şi prin urmare soluţia în cazul unei lentile electronice formate din doi cilindri coaxiali de rază a şi de lungime l situaţi la

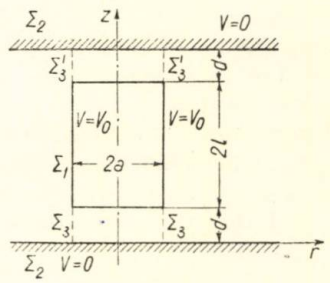


Fig. 3. Cilindru de potenţial V_0 cuprins între plane paralele de potenţial nul.

distanţa $2\ d$ între ei, avînd potenţialele $+ V_0$ respectiv $- V_0$.

Pentru a putea calcula cîmpul şi potenţialul pe axa lentilei este necesar să se cunoască soluţia ecuaţiei lui Laplace pentru domeniul mărginit de suprafeţele Σ_2 a celor două plane şi de suprafaţa Σ_1 a cilindrului şi pentru condiţiile pe frontieră date ($V = V_0$ pe Σ_1 şi $V = 0$ pe Σ_2). Aceasta constituie o problemă Dirichlet.

În fizica matematică nu se cunosc metode pentru găsirea soluţiilor exacte ale problemelor Dirichlet pentru domenii de tipul celui de mai

*) Ing. A. ŢUGULEA este conferenţiar suplinitor la catedra de Bazele Electrotehnicii a Institutului Politehnic din Bucureşti.

sus, dar se cunosc metode pentru găsirea soluțiilor în cazul domeniilor mărginite exterior sau interior de cilindri și de plane paralele [4]. Prin urmare dacă se completează frontierele prin introducerea suprafețelor Σ_3 și Σ_3' se pot determina soluțiile exacte atît pentru domeniul D_1 mărginit interior de cilindru și de planele paralele cît și pentru domeniul D_2 mărginit exterior de cilindru și de aceste plane, cu condiția ca să se cunoască valorile potențialului pe frontiere. Deoarece pe suprafețele Σ_3 și Σ_3' valorile potențialului nu sînt cunoscute, soluțiile exacte nu se pot construi. Se pot construi însă soluții aproximative alegînd distribuții ale potențialului pe aceste suprafețe, compatibile cu valorile potențialului pe suprafețele Σ_1 și Σ_2 și cu teoremele generale ale funcțiilor armonice [5].

În cazurile în care interstițiul este mic față de raza cilindrilor forma concretă a distribuției nu are prea mare importanță și se alege cea mai simplă, și anume distribuția liniară care este foarte comodă pentru calcule. Prin urmare se alege :

$$V_{\Sigma_3}(z) = \frac{V_0}{d} z \tag{1}$$

și

$$V_{\Sigma_3'}(z) = \frac{V_0}{d} [2(d + l) - z]. \tag{2}$$

Aceste distribuții sînt compatibile cu valorile potențialului pe celelalte frontiere [pentru $z = 0$ și $z = 2(d + l)$ se anulează și pentru $z = d$ și $z = 2l + d$ iau valoarea V_0] și nu iau în interstițiu valori mai mari decît V_0 sau mai mici decît 0. (O funcție armonică își atinge valorile maxime și minime pe frontiere).

Astfel găsirea potențialului și a intensității cîmpului electric pe axa lentilei necesită rezolvarea unei probleme Dirichlet pentru interiorul cilindrului mărginit de cele două plane paralele.

Ecuația lui Laplace în coordonate cilindrice este :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial V}{\partial r}\right) + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2 V}{\partial \alpha^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0. \tag{3}$$

Deoarece datorită simetriei cilindrice potențialul nu depinde de α, $V = V(r, z)$, trebuie găsită soluția ecuației :

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left(r\frac{\partial V}{\partial r}\right) + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \tag{4}$$

sau

$$\frac{\partial^2 V}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial V}{\partial r} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0. \tag{5}$$

Căutăm soluția prin metoda separării variabilelor (Bernoulli).

$$\text{Dacă } V(r, z) = R(r).\, Z(z) \tag{6}$$

atunci din (5) rezultă ecuațiile :

$$\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{1}{r}\frac{dR}{dr} - \lambda^2 R = 0 \tag{7}$$

și

$$\frac{d^2Z}{dz^2} + \lambda^2 Z = 0 \tag{8}$$

ale căror soluții sînt de forma :

$$R(r) = A_\lambda I_0(\lambda r) + B_\lambda K_0(\lambda r) \tag{9}$$

și

$$Z(z) = C_\lambda \sin \lambda z + D_\lambda \cos \lambda z \tag{10}$$

în care $I_0(\lambda r)$ și $K_0(\lambda r)$ sînt funcțiile Bessel modificate (cu argument imaginar) de speța întîi și a doua.

Constantele A_λ, B_λ, C_λ, D_λ și parametrul λ trebuie astfel alese încît să fie satisfăcute condițiile pe frontiere. Deoarece pentru $z = 0$ și $z = 2(d + l)$ potențialul trebuie să se anuleze pentru orice r, din (10) rezultă

$$D_\lambda = 0 \quad \text{și} \quad \lambda_k = \frac{k\pi}{2(d+l)} \qquad k = 1,2, \ldots . \infty ;$$

Deoarece pentru $r \to 0$ potențialul trebuie să fie finit (mai mic decît V_0 și mai mare ca 0) iar $\underset{r \to 0}{K_0}(\lambda r) \to \infty$ rezultă $B_\lambda = 0$

Notînd $(A_\lambda C_\lambda)_{\lambda = \lambda_k} = V_k$, soluția generală se poate scrie :

$$V(r,z) = \sum_{k=1}^{\infty} V_k' I_0\left(\frac{k\pi}{2(d+l)} r\right) \sin \frac{k\pi z}{2(d+l)} \tag{11}$$

unde coeficienții V_k trebuie determinați în așa fel încît să fie satisfăcute condițiile pe frontiera $\Sigma_3 + \Sigma_1 + \Sigma_3'$. Variația potențialului pe această frontieră este reprezentată în fig. 4.

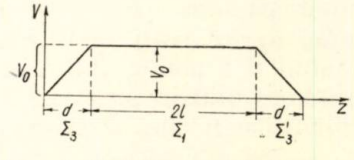


Fig. 4. Variația potențialului pe suprafețele $\Sigma + \Sigma_1 + \Sigma_3'$.

Descompunerea acestei variații în serie Fourier de sinuși cu perioada 4 $(d + l)$ este :

$$V(a,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)^2} \sin(2n+1)\alpha \frac{z}{d} \tag{12}$$

unde $\alpha = \dfrac{\pi d}{2(d+l)}$.

Comparînd cu formula (11) în care facem $r \to a$, obținem: $k = 2n + 1 = n_i$ (i indică impar), și

$$V_k = V_{2n+1} = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \frac{\sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)^2} \cdot \frac{1}{I_0\left[(2n+1)\alpha\frac{a}{d}\right]}. \quad (13)$$

Prin urmare soluția ecuației lui Laplace pentru domeniul considerat D_1 va fi:

$$V(r,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty} \frac{I_0\left(n_i\alpha\frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)} \frac{\sin n_i\alpha}{n_i^2} \cdot \sin n_i\alpha\frac{z}{d}. \quad (14)$$

Punînd în această expresie $r = 0$ se obține variația potențialului pe axa z. Se obține:

$$V(0,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n_i=0}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\alpha}{n_i^2 I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)} \cdot \sin n_i\alpha\frac{z}{d}. \quad (15)$$

Expresia intensității cîmpului pe axă va fi:

$$E_z(0,z) = \left(\frac{\partial V}{\partial z}\right)_{r=0} = \frac{4V_0}{\pi d} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\alpha}{n_i I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)} \cos n_i\alpha\frac{z}{d}. \quad (16)$$

Formulele (15) și (16) sînt mai comode pentru calcul decît formulele obținute considerînd cilindri infiniți [1] [2] în care este necesar să se opereze cu integrala Fourier. Mai rămîne deschisă problema alegerii lungimii l. Experiența și calculele [2] arată că la rapoarte $\frac{1}{3} \leqslant \frac{d}{a} < 1$ creșterea lungimii peste $l = 5d$ iar la rapoarte $\frac{d}{a} \geqslant 1$ creșterea lungimii peste $l = d$ nu mai are nici o influență asupra distribuției potențialului și cîmpului în regiunea interstițiului. Deoarece în cazul de față ne interesează interstiții mari $\left(\frac{d}{a} \geqslant 1\right)$ în cele ce urmează vom considera în toate calculele $l = d$.

În acest caz $\alpha = \frac{\pi d}{2(d+l)} = \frac{\pi}{4}$; $\alpha\frac{a}{d} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{a}{d}$.

Pentru a compara rezultatele obținute folosind formula (16) cu rezultatele obținute prin alte formule, vom considera cazul particular $\frac{a}{d} = 1$.

Notînd $\frac{V_0}{d} = E_0$ din (16) pentru $\frac{a}{d} = 1$ rezultă:

$$\frac{E_i(0,z)}{E_0} = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\frac{\pi}{4}}{n_i I_0\left(n_i\frac{\pi}{4}\right)} \cos n_i\frac{\pi}{4}\frac{z}{d} \quad (17)$$

pentru $z = 0$ obținem:

$$\frac{E_z(0,0)}{E_0} = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\frac{\pi}{4}}{n_i I_0\left(n_i\frac{\pi}{4}\right)}. \quad (18)$$

Seria (18) este foarte convergentă termenul al treilea fiind aproximativ de 50 de ori mai mic decît primul. Efectuînd calculele se obține:

$$\frac{E_z(0,0)}{E_0} = 0{,}857$$

față de 0,795 cît dă formula empirică dată în [2] și față de 0,855 cît dau formulele calculate pentru cazul cilindrilor semiinfiniți.

Eroarea făcută prin folosirea formulei (18) este:

$$\frac{0{,}857 - 0{,}795}{0{,}795} \cdot 100 = 7{,}8\ \%$$

de aceea este necesar să se găsească o aproximație mai bună decît cea dată de expresia (18).

2. Obținerea unei aproximații mai bune

Pentru a obține formule care să dea rezultate mai bune decît formulele (15) și (16) respectiv (17), (18) este necesar să se aleagă în interstițiu (pe suprafețele Σ_3, Σ_3') o distribuție a potențialului diferită de cea liniară și mai apropiată de cea reală. În literatură nu se cunosc criterii generale care să poată da indicații asupra modului în care trebuie aleasă această distribuție.

În acest scop vom demonstra o teoremă ajutătoare care ne va da indicații suficiente asupra distribuției potențialului pe Σ_3 și Σ_3'.

Fie domeniul D mărginit de suprafețele S_1 și S_2 care formează o suprafață închisă Σ, pentru care trebuie rezolvată problema Dirichlet atunci cînd se dau $V_{S_1}(\mathbf{r}')$ și $V_{S_2}(\mathbf{r}')$ pe S_1 respectiv pe S_2 (fig. 5).

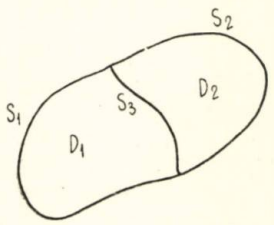


Fig. 5. Domeniu D care poate fi împărțit în subdomeniile D_1 și D_2.

Fie S_3 o suprafață care împarte domeniul D în două subdomenii D_1 și D_2 pentru care se pot construi soluțiile ecuației lui Laplace.

Determinarea acestor soluții necesită cunoașterea distribuției potențialului pe S_3. Fie $V_{S_3}(\mathbf{r}')$ această distribuție. Dacă $G_1(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ și $G_2(\mathbf{r},\mathbf{r}')$ sînt funcțiunile Green ale celor două subdomenii (și care se pot construi deoarece am presupus că pentru aceste domenii se pot construi soluțiile ecuației lui Laplace și, deci și a lui Poisson) atunci soluțiile ecuației lui

Laplace pentru cele două subdomenii vor fi [6]:

$$V_1(\mathbf{r}) = \int_{S_1} V_{S_1}(\mathbf{r}')\ \mathbf{grad}'\ G_1(\mathbf{r},\mathbf{r}')\ d\mathbf{A}' + \\ + \int_{S_3} V_{S_3}(\mathbf{r}')\ \mathbf{grad}'\ G_1(\mathbf{r},\mathbf{r}')\ d\mathbf{A}' \qquad (19)$$

şi

$$V_2(\mathbf{r}) = \int_{S_1} V_{S_1}(\mathbf{r}')\ \mathbf{grad}'\ G_2(\mathbf{r},\mathbf{r}')\ d\mathbf{A}' + \\ + \int V_{S_3}(\mathbf{r}')\ \mathbf{grad}'\ G_2(\mathbf{r},\mathbf{r}')\ d\mathbf{A}' \qquad (20)$$

în care pentru elementele de arie se consideră normala interioară.

Primele integrale din membrii drepţi ai expresiilor (19) şi (20) sînt cunoscute şi le vom nota cu : $F_1(\mathbf{r})$ respectiv $F_2(\mathbf{r})$ şi deci :

$$V_1(\mathbf{r}) = F_1(\mathbf{r}) + \int_{S_3} V_{S_3}(\mathbf{r}')\ [\mathbf{grad}'\ G_1(\mathbf{r},\mathbf{r}')]\ d\mathbf{A}' \qquad (21)$$

şi

$$V_2(\mathbf{r}) = F_2(\mathbf{r}) + \int_{S_3} V_{S_3}(\mathbf{r}')[\mathbf{grad}'\ G_2(\mathbf{r},\mathbf{r}')]\ d\mathbf{A}' \qquad (22)$$

Dacă $V_{S_3}(\mathbf{r}')$ ar fi chiar distribuţia reală a potenţialului pe S_3, atunci liniile de cîmp ar trece continuu din subdomeniul D_1 în subdomeniul D_2. Deoarece derivata potenţialului după direcţiile tangente la S_3 este evident continuă rezultă condiţia :

$$\mathbf{n}\ [\mathbf{grad}\ V_1(\mathbf{r}) - \mathbf{grad}\ V_2(\mathbf{r})]_{S_3} = 0 \qquad (23)$$

$\mathbf{n}$ fiind versorul normalei la S_3 orientat după unul din cele două sensuri posibile. Ţinînd seamă de expresiile (21) şi (22) şi introducîndu-le în (23) se obţine :

$$\{\mathbf{grad}\ [F_1(\mathbf{r}) - F_2(\mathbf{r})]\}\ \mathbf{n} + \\ + \mathbf{n} \int_{S_3} V_{S_3}(\mathbf{r}')\ \mathbf{grad}\ \{\mathbf{grad}'\ [G_1(\mathbf{r},\mathbf{r}') + \\ + G_2(\mathbf{r},\mathbf{r}')]\ d\mathbf{A}'\} = 0 \qquad (24)$$

unde pentru $\mathbf{dA}'$ s-a ales o singură orientare (către interiorul subdomeniului D_1).

Am obţinut astfel o ecuaţie integrală de tip Fredholm de speţa I [8] pentru funcţiunea $V_{S_3}(\mathbf{r}')$ a cărei cunoaştere rezolvă problema. Prin urmare rezolvarea problemei se reduce la rezolvarea unei ecuaţii integrale.

Observaţie. Pentru ca o funcţiune să fie armonică trebuie să aibă derivate continue pînă la ordinul al doilea inclusiv. Derivatele de ordinul doi după direcţia normalelor la suprafaţa de separaţie sînt continue, dacă sînt continue derivatele de ordinul întîi după aceste direcţii şi derivatele de ordinul întîi şi doi după direcţiile tangenţiale. Prin urmare, continuitatea derivatei doua după normală nu impune decît condiţia ca funcţiunea necunoscută $V_{S_3}(\mathbf{r}')$ să aibe derivate continue pînă la ordinul doi inclusiv, după direcţiile tangenţiale la Σ_3.

Cazurile în care ecuaţia integrală (24) se poate rezolva exact sînt foarte puţine şi este probabil că soluţiile obţinute pot fi calculate şi prin alte metode. În rest, soluţiile ecuaţiei integrale trebuie găsite pe baza metodelor aproximative din care cea mai indicată pentru aplicaţii este metoda Galerkin [9] [10].

Vom folosi această metodă pentru determinarea unei aproximaţii mai bune a cîmpului pe axa lentilei electronice considerate şi, deci, a unei distribuţii a potenţialului pe suprafaţa de separaţie Σ_3 (fig. 6) mai apropiată de cea reală decît distribuţia liniară. În aplicaţii pentru stabilirea ecuaţiei integrale nu este necesar să se recurgă la funcţiile lui Green dacă soluţiile pentru subdomenii se pot scrie direct, ecuaţia integrală obţinîndu-se din condiţia de trecere continuă a componentei normale prin suprafaţa de separaţie S_3. Fie din nou lentila electronică considerată (fig. 6).

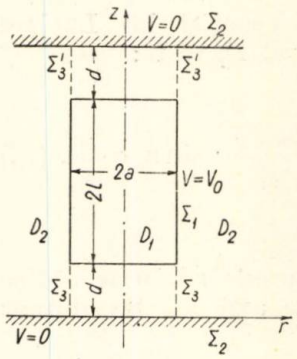


Fig. 6. Împărţirea domeniului D în subdomeniile D_1 şi D_2 în cazul lentilei cilindrice.

Prin suprafeţele Σ_3 şi Σ_3' domeniul considerat se împarte în două subdomenii D_1 (interiorul cilindrului) şi D_2 (exteriorul cilindrului) mărginite şi de planele Σ_2 şi Σ_2' de potenţial nul. Pentru aceste subdomenii se poate determina soluţia ecuaţiei lui Laplace cu condiţia ca să fie dat potenţialul pe suprafeţele Σ_3 şi Σ_3'.

Pentru ca rezultatele obţinute să ducă la serii mai convergente, separăm soluţia corespunzătoare distribuţiei liniare a potenţialului pe Σ_3 şi Σ_3'. Obţinem :

$$V_1(r,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\alpha}{n_i^2} \frac{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)} \sin n_i\,\alpha\frac{z}{d} \qquad (25)$$

pentru subdomeniul D_1 şi

$$V_2(r,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i\alpha}{n_i^2} \frac{K_0\left(n_i\alpha\frac{r}{d}\right)}{K_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)} \sin n_i\,\alpha\frac{z}{d} \qquad (26)$$

pentru subdomeniul D_2.

În aceste expresii se folosesc aceleaşi notaţii ca mai înainte.

Fie $V' = V_1 + \varphi_1$ şi $V'' = V_2 + \varphi_2$ potenţialele în cele două subdomenii, corespunzînd distribuţiei reale a potenţialului pe suprafeţele Σ_3 şi Σ_3'. Deoarece pe aceste suprafeţe avem $V' = V''$, $V_1 = V_2$ şi prin urmare $\varphi_1 = \varphi_2$ rezultă că funcţiunile $\varphi_1(r,z)$ şi $\varphi_2(r,z)$ satisfac următoarele relaţii :

$$\left.\begin{aligned}\varphi_1(a,0) = \varphi_2(a,0) = 0\\ \varphi_1(a,d) = \varphi_2(a,d) = 0\end{aligned}\right\} \text{ pe } \Sigma_3 \text{ şi altele analoage pe } \Sigma_3' \qquad (27)$$

Notăm $\varphi_1(a,z) = \varphi_2(a,z) = f\left(\frac{z}{d}\right) = f(\zeta)$ şi relaţiile de mai sus se vor transcrie:

$$f(0) = 0 \text{ şi } f(1) = 0. \tag{28}$$

Partea din soluţia ecuaţiei lui Laplace pentru subdomeniul D_1, care corespunde distribuţiei $f\left(\frac{z}{d}\right)$ va fi:

$$\varphi_1(r,z) = \sum_{n_i=1}^{\infty_i} A_{n_i} \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \tag{29}$$

în care:

$$A_{n_i} = \frac{4\alpha}{\pi} \int_0^1 f(\zeta) \sin n_i \alpha \zeta \, d\zeta \tag{30}$$

este coeficientul armonicii n_i din dezvoltarea în serie a funcţiei $f(\zeta)$.

Partea din soluţia ecuaţiei lui Laplace pentru subdomeniul D_2, care corespunde distribuţiei $f(\zeta)$ pe Σ_3 şi Σ_3' va fi:

$$\varphi_2(r,z) = \sum_{n_i=1}^{\infty_i} A_{n_i}^{\cdot} \frac{K_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \tag{31}$$

unde $A_{n_i}^{\cdot}$ are aceeaşi expresie ca mai sus.

Prin urmare soluţiile complete pentru cele două subdomenii vor fi:

$$V'(r,z) = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \left[\frac{V_0 \sin n_i \alpha}{\alpha n_i^2} + \alpha \int_0^1 f(\zeta) \sin n_i \zeta \, d\zeta \right] \sin n_i \alpha \frac{z}{d}. \tag{32}$$

şi

$$V''(r,z) = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{K_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \left[\frac{V_0 \sin n_i \alpha}{\alpha n_i^2} + \alpha \int_0^1 f(\zeta) \sin n_i \zeta \, d\zeta \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \right] \tag{33}$$

Pentru a obţine ecuaţia integrală pentru $f(\zeta)$ punem condiţia de trecere continuă a componentei normale a cîmpului pe Σ_3.

$$\left(\frac{\partial V'}{\partial r}\right)_{r=a} = \left(\frac{\partial V''}{\partial r}\right)_{r=a} \tag{34}$$

Deoarece $\frac{dI_0(x)}{dx} = I_1(x)$ şi $\frac{dK_0(x)}{dx} = -K_1(x)$ din condiţia de mai sus se obţine:

$$\frac{4 V_0}{\pi d} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \alpha}{n_i} \left[\frac{I_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \right] \sin n_i \alpha \frac{z}{d} +$$

$$+ \frac{4\alpha^2}{\pi d} \int_0^1 f(\zeta) \left\{ \sum_{n_i=1}^{\infty_i} n_i \sin n_i \alpha \zeta \left[\frac{I_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \right] \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \right\} d\zeta \tag{35}$$

relaţie care mai poate fi scrisă

$$F(z) + \int_0^1 f(\zeta) N(z,\zeta) \, d\zeta = 0 \tag{36}$$

şi reprezintă o ecuaţie integrală de tip Fredholm de speţa I, nucleul ecuaţiei fiind $N(z,\zeta)$ iar termenul liber fiind $F(z)$.

Pentru aflarea soluţiei acestei ecuaţii integrale folosim metoda Galerkin [9], [10]. Conform acestei metode soluţia ecuaţiei integrale trebuie căutată sub forma unei sume de funcţii care formează un sistem complet (funcţii trigonometrice, polinoame etc.) şi care satisfac condiţiile la limită.

Fie

$$f(\zeta) = \sum_{K=1}^{m} B_k \sin k \pi \zeta \tag{37}$$

soluţia generală căutată care satisface condiţiile

$$f(0) = 0 \text{ şi } f(1) = 0.$$

Coeficienţii $B_k^{\cdot}$ se determină astfel încît ecuaţia integrală să fie satisfăcută.

Pentru aceasta, conform metodei Galerkin [9] [10] se pune condiţia ca fiecare funcţie care înmulţeşte coeficienţii necunoscuţi $B_k^{\cdot}$ să fie ortogonală în limitele de integrare $(0,d)$ ecuaţiei integrale date.

Se obţine astfel un sistem de ecuaţii liniare din care se determină coeficienţii necunoscuţi $B_k^{\cdot}$. Cu cît numărul termenilor consideraţi pentru $f(\zeta)$ este mai mare cu atît soluţia se apropie de cea exactă.

În cele ce urmează vom considera numai prima aproximație :

$$f(\zeta) = B_1 \sin \pi\zeta = B_1 f_1(\zeta) \qquad (38)$$

Conform metodei expuse coeficientul B_1 se determină din ecuația liniară

$$\int_0^d F(z) f_1\left(\frac{z}{d}\right) dz + B_1 \int_0^d dz \int_0^1 f_1\left(\frac{z}{d}\right) f_1(\zeta) N(z,\zeta)\, d\zeta. \qquad (39)$$

și este :

$$B_1 = -\frac{\int_0^d f_1\left(\frac{z}{d}\right) F(z)\, dz}{\int_0^d dz \int_0^1 f_1\left(\frac{z}{d}\right) f_1(\zeta) N(z,\zeta)\, d\zeta}. \qquad (40)$$

Ținînd seamă de expresiile $F(z)$ și $N(z,\zeta)$ și efectuînd calculele obținem :

$$B_1 = -V_0 \frac{\sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\pi \sin^2 n_i \alpha}{(\pi^2 - n_i^2 \alpha^2) n_i} \left[\frac{I_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}\right]}{\sum_{n_i=1}^{\infty_i} \alpha^2 \frac{\pi^2 \sin^2 n_i \alpha \cdot n_i}{(\pi^2 - n_i^2 \alpha^2)^2} \left[\frac{I_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}{K_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)}\right]} \qquad (41)$$

În aplicația numerică considerată $\alpha = \frac{\pi}{4}$ și $\frac{a}{d} = 1$ și deoarece $\sin^2 n_i \frac{\pi}{4} = \sin^2 (2k+1)\frac{\pi}{4} = \frac{1}{2}$ rezultă :

$$B_1 = -V_0 \pi \frac{\sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{1}{n_i\left(1 - \frac{n_i^2}{16}\right)} \left[\frac{I_1\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}{I_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}{K_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}\right]}{\sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\frac{\pi^2}{16} \cdot n_i}{\left(1 - \frac{n_i^2}{16}\right)^2} \left[\frac{I_1\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}{I_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)} + \frac{K_1\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}{K_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)}\right]} \qquad (42)$$

Seriile obținute la numărătorul și numitorul expresiei de mai sus, sînt suficient de convergente și este suficient să considerăm primii patru termeni din fiecare. Efectuînd calculele obținem :

$$B_1 = -\frac{0{,}123}{\frac{\pi^2}{16}} V_0 = -\frac{0{,}123}{\alpha^2} V_0 \qquad (43)$$

Ținînd seamă de dezvoltarea în serie Fourier a funcției $f(\zeta)$ astfel stabilite obținem :

$$V' = \frac{4 V_0}{\pi \alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \sin n_i \alpha \left[\frac{1}{n_i^2} - \frac{\pi}{(\pi^2 - n_i^2 \alpha^2)} \cdot 0{,}123\right] \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \cdot \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \qquad (44)$$

și

$$\frac{E'(0,0)}{E_0} = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \cdot \frac{\pi}{4}}{I_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)} \left[\frac{1}{n_i} - 0{,}123 \frac{\pi n_i}{\left(\pi^2 - \frac{n_i^2 \pi^2}{16}\right)}\right] \qquad (45)$$

Efectuînd calculele se obține :

$$\frac{E(0,0)}{E_0} = 0{,}770.$$

Față de formula experimentală rezultă o eroare

$$\varepsilon = \frac{0{,}795 - 0{,}770}{0{,}795} \cdot 100 \cong 2{,}9\ \%$$

față de 7,8 % cît dă formula (18).

Deaoarece formulele care dau erori sub 5 % sînt considerate satisfăcătoare în optica electronică, rezultă că formula obținută ne dă rezultate mulțumitoare și nu mai este nevoie să căutăm o aproximație mai bună pentru $f(\zeta)$. Aceasta s-ar putea face considerînd, de exemplu, un termen în plus în expresia (37).

De altfel formula empirică [1] :

$$V(z) = \frac{2 V_0}{b} \int_0^z e^{-\frac{\zeta^2}{b^2}\pi}\, d\zeta \qquad (46)$$

unde $b = 2a\left[0{,}73 + 0{,}53 \left(\frac{d}{a}\right)^2\right]$ asigură după Rusterholz erori sub 5% pentru o $< \frac{d}{a} < 1{,}75$.

Concluzii

Avantajul formulei obținute consistă în faptul că permite calculul distribuției cîmpului și potențialului pe axa lentilelor electronice considerate, cu erori mai mici decît cele care rezultă prin folosirea distribuției liniare a potențialului pe suprafețele Σ_3 și Σ_3'. Față de metoda rețelelor, metoda folosită are avantajul că ne dă o formulă analitică care ne permite să studiem cum influențează diferiții parametri geometrici asupra distribuției cîmpului și potențialului pe axa lentilei și care necesită mai puține calcule decît metodele numerice de integrare a ecuației lui Laplace. Metoda poate fi aplicată și la studiul altor lentile electronice și în general la determinarea aproximativă a cîmpurilor laplaciene în domenii complexe care se pot împărți în subdomenii pentru care se pot construi soluții ale ecuației lui Laplace.

BIBLIOGRAFIE

[1] RUSTERHOLZ, A. A. : *Elektronenoptik*, Band 1, Basel 1950 (traducere în limba rusă 1952).
[2] GLASER, W. : *Grundlagen der Elektronenoptik*. Springer Verlag, Wien, 1952 (traducere în limba rusă, 1957).
[3] RĂDULEŢ, R. : *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, vol I. (Curs litografiat). Institutul Politehnic, Bucureşti, 1954.
[4] SMYTHE, W. R. : *Static and Dynamic Electricity*. New-York, Toronto, London 1950 (traducere în limba rusă 1954).
[5] TIHONOV, A. N. şi SAMARSKI, A. A. : *Ecuaţiile fizicii matematice*, Moscova, 1953.
[6] SOBOLEV, S. L. : *Ecuaţiile fizicii matematice*, Ed. de Stat pentru literatura tehnico-ştiinţifică, Moscova-Leningrad, 1950.
[7] GRAY, A. şi MATHEWS, G. B. : *A treatise on Bessel functions and their application to physics*, 1931 (traducere în limba rusă, 1953).
[8] LALESCU, T. : *Introducere în teoria ecuaţiilor integrale*. Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti, 1956.
[9] CANTOROVICI, L. V. şi CRÎLOV, V. I : *Metodele aproximative ale analizei superioare*. Ed. de Stat pentru literatură tehnico-ştiinţifică, Moscova-Leningrad, 1950.
[10] MIHLIN, S. G. : *Metodele directe în fizica matematică*. Ed. de Stat pentru literatură tehnico-ştiinţifică, Moscova-Leningrad, 1950.

MIHAI GRECESCU*)

Acceleratoare liniare de electroni

CZ 621. 384. 62

Una din metodele de cercetare experimentală a proprietăţilor nucleelor atomice este studiul interacţiunii dintre nuclee şi alte particule mai simple. Pentru efectuarea experienţelor corespunzătoare este nevoie de un fascicul de particule de un anumit fel; este de dorit ca energia particulelor să poată fi variată între anumite limite. Aceste fascicule se obţin cu ajutorul acceleratoarelor [1].

Istoric

Acceleratorul liniar se numără printre primele tipuri de acceleratoare apărute [2], [3]. A fost propus de ISING (1924) şi WIDERÖE (1928) apoi realizat şi dezvoltat de SLOAN şi LAWRENCE (1931). Acest prim tip de accelerator liniar diferă destul de mult de tipurile actualmente existente. El se compune dintr-un număr de electrozi cilindrici cu lungime variabilă, aşezaţi în interiorul unui tub de accelerare în care se face vid. Axele cilindrilor sînt situate pe o dreaptă. Electrozii sînt legaţi succesiv la două bare conductoare între care se aplică o tensiune de radiofrecvenţă.

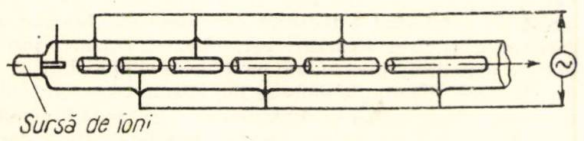


Fig. 1. Primul tip de accelerator liniar.

Să considerăm o particulă încărcată care trece prin intervalul dintre primii doi electrozi în momentul cînd tensiunea dintre ei este acceleratoare şi are valoarea U. Fie T perioada tensiunii de radiofrecvenţă. Dacă alegem lungimile electrozilor astfel încît particula să parcurgă distanţa dintre două intervale de accelerare succesive în timpul $T/2$, atunci ea va întîlni în toate intervalele o tensiune acceleratoare de valoare U. Deci, aceeaşi tensiune U serveşte pentru accelerarea repetată a unei particule, dacă se menţine o anumită relaţie de fază între tensiune şi particulă. Acest principiu este comun tuturor acceleratoarelor de rezonanţă.

Traiectoria particulelor este rectilinie, de unde şi numele de accelerator liniar.

Legea de variaţie a lungimii electrozilor se poate stabili astfel :

$$l = v\frac{T}{2} = \frac{v}{2f} \tag{1}$$

unde v este viteza particulei.

În domeniul nerelativist :

$$v = \sqrt{\frac{2w}{m}} = \sqrt{\frac{2neU}{m}} \tag{2}$$

unde $w = neU$ este energia cinetică a particulei cu sarcina e şi masa m, după trecerea prin n intervale de accelerare

$$l_n = \frac{1}{2f}\sqrt{\frac{2eU}{m}}\sqrt{n} \tag{3}$$

Lungimea electrozilor creşte cu n, ceea ce duce la o lungire a întregului accelerator. Rezultă dificultăţi de aliniere care limitează astfel energia maximă ce se poate obţine.

Pentru particule relativiste, $v \simeq c$, deci electrozii trebuie să aibă o lungime constantă $l_r = \frac{CT}{2} = \frac{\lambda}{2}$. Această lungime este acceptabilă în practică, dacă se folosesc unde decimetrice sau centimetrice. Deoarece tehnica undelor decimetrice nu era dezvoltată în epoca respectivă, nu s-au putut realiza acceleratoare liniare de electroni (electronii se comportă ca particule relativiste începînd de la 2 MeV). Au fost construite acceleratoare de ioni grei (Li^+, Hg^{++}) pentru energii de cîţiva MeV.

*) Ing. M. GRECESCU este inginer la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

În aceeaşi perioadă a apărut un alt accelerator de rezonanţă, mai perfecţionat, anume ciclotronul, ceea ce a determinat o stagnare în dezvoltarea acceleratoarelor liniare.

După 1945, începe o nouă etapă de evoluţie a acceleratoarelor liniare. Ea este determinată de mai mulţi factori:

dezvoltarea tehnicii frecvenţelor ultraînalte între 1941—1945 în legătură cu radiolocaţia;

— descoperirea principiului focalizării de fază (autofazării) de către VEKSLER şi MAC-MILLAN în 1945;

— existenţa unor avantaje ale acceleratoarelor liniare faţă de cele ciclice.

Actualmente, există atît acceleratoarele de protoni, cît şi de electroni. Problemele legate de realizarea lor diferă de la un tip la altul, din cauza comportării diferite a particulelor în timpul accelerării. Electronii ajung la viteze apropiate de viteza luminii la energii destul de mici, iar protonii la energii mult mai mari. De exemplu, un electron cu $v = 0{,}98$ c are o energie cinetică $w = 2{,}04$ MeV, iar un proton cu aceeaşi viteză are o energie cinetică de 3,75 BeV.

În cele ce urmează se va prezenta numai funcţionarea acceleratoarelor liniare de electroni. Acestea ocupă o gamă largă de energii (pînă la 1 BeV) şi pe lîngă folosirea lor ca instalaţii de cercetare, au început să fie întrebuinţate în diferite scopuri tehnice. Acceleratoarele de protoni se folosesc atît independent, cît şi ca injectoare de particule pentru sincrofazotroane [4] [5].

Principiu de funcţionare

Considerăm o undă electromagnetică avînd o componentă a cîmpului electric în direcţia de deplasare a electronilor care trebuie accelerați. Ne propunem ca asupra unui electron să acţioneze în tot timpul procesului de accelerare o forţă acceleratoare constantă. În acest scop, trebuie să folosim o undă progresivă a cărei viteză de fază să fie în orice moment egală cu viteza electronului. Electronul pătrunde în cîmpul accelerator cu o anumită viteză iniţială, egală cu viteza de fază a undei în acel punct. Dacă această egalitate se menţine şi mai departe, electronul se va afla mereu la aceeaşi fază a undei, deci asupra sa va acţiona un cîmp constant. Deoarece electronii ajung foarte repede la viteze $v \simeq$ c, pentru a obţine acceleratoare liniare cu dimensiuni acceptabile trebuie să se lucreze cu unde decimetrice sau centimetrice. Toate acceleratoarele existente lucrează pe frecvenţe în jurul a 3 000 MHz. În aceste condiţii, pentru producerea undelor progresive, se folosesc ghiduri de undă. Electronii pot fi accelerați şi într-un cîmp de unde staţionare, dacă există o relaţie corespunzătoare între viteza electronilor şi lungimea de undă a undelor staţionare. Din punctul de vedere al tratării teoretice, acest caz se poate reduce la mişcarea electronilor într-un cîmp de unde progresive, deoarece o undă staţionară poate fi descompusă în mai multe unde progresive care se propagă în sensuri diferite. Undele staţionare sînt produse într-un şir de cavităţi rezonante cuplate între ele prin orificii pentru trecerea electronilor.

Din punct de vedere constructiv, nu există deosebiri esenţiale între acceleratoarele cu undă progresivă şi cele cu undă staţionară. Avantajele relative ale celor două sisteme vor fi arătate în cele ce urmează.

Ghidul de undă

Se întrebuinţează ghiduri de undă de formă cilindrică. Într-un astfel de ghid, viteza de fază a undelor electromagnetice este:

$$v = \frac{c}{\sqrt{1 - \nu^2}} \tag{4}$$

unde c este viteza luminii iar $\nu = \lambda/\lambda_{critic}$.

Deci în banda de trecere a ghidului ($\lambda < \lambda_{cr}$), $v > c$. Însă pentru accelerare este nevoie de unde cu viteza de fază egală cu viteza electronilor, deci în orice caz mai mică decît c. În consecinţă, trebuie modificată structura ghidului, astfel încît să se obţină $v < c$. Au fost propuse mai multe metode, dintre care una s-a impus şi este aplicată în toate acceleratoarele existente. Este vorba de introducerea unor diafragme metalice circulare, dispuse periodic în interiorul ghidului (fig. 2).

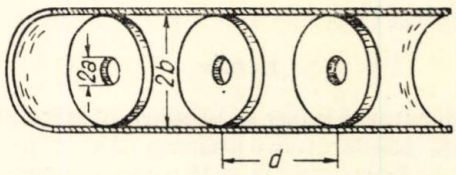


Fig. 2. Structura ghidului de undă accelerator.

Putem explica apariţia unei unde progresive cu $v < c$ în acest ghid, folosind o teoremă cunoscută din teoria propagării undelor prin structuri periodice, şi anume: într-o structură periodică, pentru un mod de oscilaţie dat, la o frecvenţă dată, funcţia de undă se înmulţeşte cu o constantă în general complexă dacă ne deplasăm cu o perioadă în lungul structurii [6]. Ea se poate justifica intuitiv astfel: dacă deplasăm întreaga structură de-a lungul axei z cu o perioadă L, ea va coincide cu structura iniţială, deci noua funcţie de undă poate diferi de prima numai printr-un factor constant. Acest factor se poate scrie sub forma $e^{-\gamma L}$ unde γ este o constantă complexă. Cea mai generală funcţie care are proprietatea că se înmulţeşte cu $e^{-\gamma L}$ cînd $z \to z + L$, este de forma $e^{-\gamma z} f(z)$ unde $f(z)$ este o funcţie periodică de z, cu perioada L. Ea se poate dezvolta în serie Fourier. Funcţia de undă se poate scrie atunci sub forma:

$$\varphi = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n \, e^{(-\gamma - j2\pi n \frac{1}{L}) z} \tag{5}$$

Să considerăm o structură care nu atenuează unda, deci γ este pur imaginar $\gamma = j\beta_0$.

Introducînd notaţia $\beta_n = \beta_0 + \frac{2\pi n}{L}$, rezultă :

$$\varphi = \sum_{n=-8}^{+8} c_n e^{-j\beta_n z}$$

Ţinînd seama şi de variaţia sinusoidală în timp prin factorul $e^{j\omega t}$, funcţia de undă devine :

$$\varphi(z, t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j(\omega t - \beta_n z)} \qquad (6)$$

Deci funcţia de undă se descompune într-o serie de unde progresive sinusoidale, care se propagă cu viteze de forma :

$$v_n = \frac{\omega}{\beta_n} = \frac{\omega}{\beta_0 + 2\pi \frac{n}{L}}.$$

Se vede că de la un n oarecare înainte, toate componentele au viteze $v_n < c$.

Una din aceste componente are aceeaşi viteză ca şi particula. Din punctul de vedere al particulei, această componentă se comportă ca un cîmp constant. Celelalte componente se deplasează faţă de particulă cu viteze relativ mari şi se comportă faţă de ea ca nişte cîmpuri rapid oscilante. De aceea efectul lor asupra particulei poate fi neglijat în primă aproximaţie. În concluzie este suficient să se studieze mişcarea axială a particulei într-un cîmp sinusoidal. Deşi componentele cu $v \neq v_{part}$ nu influenţează apreciabil mişcarea, totuşi trebuie să le facem cît mai mici pentru a realiza o economie de putere. Singura putere utilă din punctul de vedere al accelerării este cea care contribuie la stabilirea componentei în rezonanţă cu particula. Restul puterii, care se înmagazinează în celelalte componente, duce la mărirea pierderilor prin efect Joule în pereţii ghidului. Pentru a mări componenta utilă, se foloseşte modul de oscilaţie numit $\pi/2$ (diafragmele se află la intervale de $\lambda/4$).

Ghidul de undă cu diafragme se poate folosi atît în acceleratoarele cu undă progresivă, cît şi în cele cu undă staţionară. În primul caz, ghidul se termină pe o sarcină activă egală cu impedanţa sa caracteristică. În cazul al doilea, ghidul este închis la capăt şi structura obţinută poate fi considerată ca un şir de cavităţi rezonante cuplate prin orificiile centrale de trecere a electronilor. În acest caz se foloseşte modul de oscilaţie π (diafragmele se află la intervale de $\lambda/2$).

O altă caracteristică importantă a structurii acceleratoare folosite este următoarea : pe cînd ghidul cilindric se comportă ca un filtru trece-sus, ghidul cu diafragme se comportă ca un filtru trece bandă, avînd un şir de benzi de trecere, separate prin benzi de atenuare [6], [7], [8].

Am considerat mai sus o structură periodică în care viteza de propagare a undelor este constantă. Ea se poate folosi numai pentru accelerarea electronilor care au ajuns la viteze $v \simeq c$. De aici înainte, viteza lor variază foarte lent şi creşterea de energie se face exclusiv prin creşterea masei. Pentru aducerea electronilor la această viteză, se folosesc mai multe soluţii :

1) Electronii sînt injectaţi după accelerare prealabilă în alt tip de accelerator. De exemplu în acceleratorul de 17 MeV de la Massachusetts Institute of Technology, electronii sînt introduşi cu o energie de 2 MeV dintr-un accelerator Van de Graaff. În acest fel toate secţiunile ghidului sînt identice [9], [10].

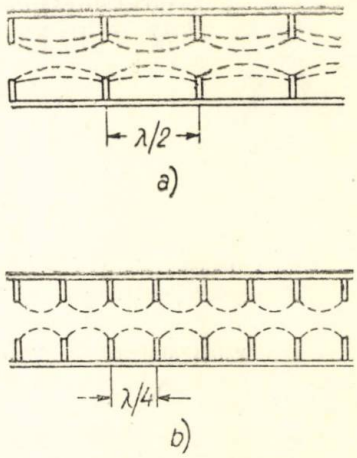


Fig. 3. Ghid pentru accelerator :
a—cu undă staţionară (modul π)
b—cu undă progresivă (modul $\pi/2$)

2) Electronii sînt injectaţi cu o viteză mică (0,4—0,5 c) şi sînt accelerati pînă la $v \simeq c$ într-o secţiune specială a ghidului accelerator numită secţiune de grupare. În această secţiune, dimensiunile diafragmelor şi distanţele între ele sînt variabile, în aşa fel încît viteza de fază a undei să fie variabilă şi mereu egală cu viteza unui electron aflat la faza de sincronism. Secţiunea se numeşte de grupare, deoarece în ea are loc procesul de grupare a electronilor în jurul fazei de sincronism [11].

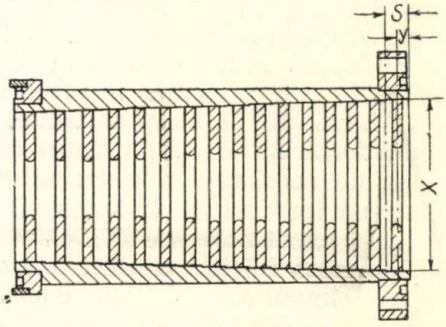


Fig. 4. Prima parte a secţiunii de grupare a acceleratorului de la Stanford.

Dinamica electronilor în cîmpul electromagnetic

Mişcarea axială. Pentru a studia această mişcare, este suficient să considerăm o undă progresivă sinusoidală, cum s-a arătat anterior.

O examinare calitativă a mişcării permite să se deducă cea mai importantă proprietate a ei, anume existenţa focalizării de fază (autofazare). Considerăm o undă sinusoidală cu viteza de fază variabilă şi fie E_s valoarea cîmpului care asigură menţinerea sincronismului între particulă şi undă. Această valoare este atinsă în două puncte în interiorul unei lungimi de

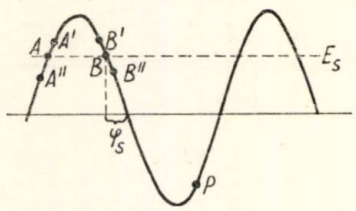


Fig. 5. Focalizarea de fază în acceleratorul liniar.

undă. Privite dintr-un sistem de referinţă ataşat undei, aceste puncte sînt puncte de echilibru pentru o particulă.

Punctul B este un punct de echilibru stabil, după cum rezultă din următorul raţionament : fie o particulă care la un moment dat a rămas în urmă faţă de B (de exemplu în urma ciocnirii cu o moleculă de gaz). Ea se găseşte sub acţiunea unui cîmp $E > E_s$ deci va fi accelerată mai mult decît particula aflată la rezonanţă, deci va avansa faţă de undă. Prin acest avans, ea intră într-o regiune de cîmp mai mic, deci tinde să revină în B. O dată ajunsă în B, particula continuă să avanseze faţă de undă. deoarece în regiunea BB' a primit o energie mai mare decît particula sincronă cu cîmpul. Ea intră într-o regiune cu $E < E_s$. Alunecarea fazei se opreşte în B'' cînd particula are din nou energia de sincronism. Deoarece $E < E_s$, ea rămîne în urmă faţă de undă şi ajunge în B. Procesul se repetă. Se poate arăta că aceste oscilaţii de fază sînt amortizate, deci în cele din urmă particula ajunge în B. Acesta este fenomenul denumit focalizare de fază.

Punctul A este un punct de echilibru instabil. O particulă aflată în A' va avansa faţă de undă şi în cele din urmă va fi focalizată în B. O particulă aflată în A'' va rămîne în urmă faţă de undă şi va intra într-un cîmp de frînare.

Existenţa focalizării de fază permite captarea în procesul de accelerare a electronilor emişi de tun într-un interval de fază destul de larg (între A şi un punct oarecare P a cărui poziţie depinde de viteza iniţială a electronilor şi de intensitatea cîmpului). Se pot capta între 50 şi 70% din electronii emişi de tun, deci se pot obţine la ieşire curenţi relativ intenşi (zeci de miliamperi în impuls).

Am considerat mai sus o undă în sincronism cu o particulă, deci viteza de fază $v < c$. Acesta este cazul în secţiunea de grupare a acceleratorului. Electronii captaţi în procesul de accelerare sînt grupaţi în jurul fazei de sincronism φ_s datorită oscilaţiilor de fază. Pentru ca gruparea să se facă într-o regiune cît mai îngustă în jurului lui φ_s, trebuie ca oscilaţiile de fază să se amortizeze practic complet în timpul cît electronii parcurg secţiunea de grupare. Examinarea teoretică a fenomenului [6] arată că amplitudinea oscilatiilor de fază scade odată cu creşterea vitezei particulelor şi că se poate accentua această scădere prin creşterea intensităţii cîmpului electric de-a lungul secţiunii de grupare. În acest fel se asigură o grupare eficace.

Mişcarea electronilor în cîmpul unei unde care se propagă cu viteza luminii diferă calitativ de mişcarea studiată anterior. Nu mai pot avea loc oscilaţii de fază deoarece electronii au viteze $v < c$, aşa că nu pot avansa faţă de undă, cum se întîmplă în cazul oscilaţiilor. Mişcarea are un caracter aperiodic şi este de fapt o rămînere în urmă continuă a electronilor faţă de cîmp. Dacă particula are o energie iniţială suficientă, această întîrziere nu este cumulativă, ci particula se apropie asimptotic de o fază stabilă [6]. De obicei, faza de sincronism φ_s în jurul căreia are loc gruparea electronilor, se alege astfel încît să-i corespundă o fază asimptotică cît mai apropiată de maximul cîmpului.

În concluzie, un impuls de curent cu o durată de cîteva μs, se compune la rîndul lui dintr-o serie de impulsuri de durată foarte scurtă, cîte unul pe fiecare perioadă de radiofrecvenţă. Există propuneri pentru folosirea acestei structuri fine a impulsului de curent în experienţe cu timp de rezoluţie foarte scurt (10^{-10}s) [12]. Aceste experienţe devin posibile în urma progreselor făcute în tehnica măsurării intervalelor foarte scurte de timp şi a dezvoltării unor detectoare cu mare putere de rezoluţie.

Mişcarea radială. Studiem această mişcare pentru electroni paraxiali (puţin depărtaţi de axă), deci putem folosi expresiile cîmpului electromagnetic dintr-un ghid cilindric obişnuit.

$$E_z = E \sin \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) J_0 (w)$$

$$E_r = E \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) \frac{-\mathrm{j}\, J_1 (w)}{\left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right)^{1/2}} \qquad (7)$$

$$B_\theta = E \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) \frac{v}{c^2} \frac{-\mathrm{j}\, J_1 (w)}{\left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right)^{1/2}}$$

unde $w = \dfrac{\mathrm{j}\omega r}{v \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right)^{1/2}}$;

r, θ, z sînt coordonatele cilindrice ; J_0, J_1 — funcţiile Bessel de speţa 1-a ; v — viteza de fază a undei

Fie un electron care se deplasează de-a lungul axei cu viteza v. Asupra sa se exercită o forţă

$$\mathbf{F} = \mathrm{e}\,(\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \qquad (8)$$

Componenta radială a acestei forţe este :

$$F_r = \mathrm{e}\,(E_r - v\,B_\theta) = \mathrm{e}\,E \cos \omega \left(t - \frac{z}{v} \right) \cdot \left(1 - \frac{v^2}{c^2} \right)^{1/2} [-\mathrm{j} J_1 (w)[\qquad (9)$$

Deoarece studiem electronii paraxiali, r este mic, deci w este mic, aşa că se pot folosi aproximaţiile $J_0(w) \simeq 1$, $J_1(w) \simeq \frac{w}{2}$.

Rezultă

$$F_r = \frac{\omega r}{2v}\left(1-\frac{v^2}{c^2}\right)^{\frac{1}{2}} eE\cos\omega\left(t-\frac{z}{v}\right) \qquad (10)$$

Ne interesează semnul lui F_r în punctul B (fig. 5) unde mişcarea axială este stabilă. Observăm că acest punct se găseşte pe porţiunea descendentă a curbei $E_z = f(z)$, deci în acest punct $\frac{\partial E_z}{\partial z} < 0$, adică $-\frac{\omega}{v}E\cos\omega\left(t-\frac{z}{v}\right) < 0$, deci $\cos\omega\left(t-\frac{z}{v}\right) > 0$. În acest caz $F_r > 0$ şi este proporţional cu r, deci are o acţiune defocalizantă.

Este caracteristic pentru acceleratoarele liniare faptul că mişcarea axială stabilă este însoţită de un efect defocalizant. Se observă că pentru $v \to c$, $F_r \to 0$; deci efectul defocalizant se va resimţi numai în porţiunea iniţială a acceleratorului mai precis în secţiunea de grupare. Pentru a compensa efectul defocalizant, se foloseşte un cîmp magnetic longitudinal, care are acţiune focalizantă. Calculul arată că este nevoie de un cîmp de cîteva sute de gauşi, care se poate realiza uşor [6], [8].

Alimentarea cu putere de radiofrecvenţă

În această problemă joacă un rol important atenuarea de putere datorită pierderilor prin efect Joule în pereţii ghidului. Este nevoie de o mărime care să caracterizeze comportarea ghidului din acest punct de vedere. În literatură se folosesc în acest scop două mărimi: factorul de calitate Q şi impedanţa de şuntare pe unitatea de lungime r. Ele se definesc astfel:

$$Q = \frac{\omega \times \text{energia înmagazinată pe unitatea de lungime a ghidului}}{\text{puterea disipată pe unitatea de lungime}} = \frac{\omega w}{D} \qquad (11)$$

$$r = \frac{(\text{amplitudinea cîmpului electric})^2}{\text{puterea disipată pe unitatea de lungime}} = \frac{E^2}{D} \qquad (12)$$

Să calculăm coeficientul de atenuare a unei unde progresive într-un ghid alimentat la capătul de intrare. Fie w energia pe unitatea de lungime a ghidului, S — fluxul de putere prin secţiunea transversală şi D — puterea disipată pe unitatea de lungime. Aplicăm principiul conservării energiei:

$$-\frac{\partial w}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial z} + D \qquad (13)$$

$$S = v_g w \qquad (14)$$

unde v_g este viteza de grup a undelor, egală cu viteza de propagare a energiei. Din (11) rezultă

$$D = \frac{\omega w}{Q} \qquad (15)$$

Introducem (14) şi (15) în (13)

$$\frac{\partial w}{\partial t} + v_g\frac{\partial w}{\partial z} + \frac{\omega}{Q}w = 0.$$

Considerăm un regim staţionar $\frac{\partial w}{\partial t} = 0$. Rezultă

$$w = w_0 e^{-\frac{z}{l_0}} \qquad (16)$$

unde

$$l_0 = \frac{v_g Q}{\omega} \qquad (16)$$

se numeşte lungime de atenuare.

Coeficientul de atenuare pentru cîmpul electric este:

$$\alpha = \frac{1}{2l_0} = \frac{\omega}{2\,v_g\,Q}.$$

Un electron care se deplasează în fază cu maximul undei va cîştiga o energie totală:

$$eV = \int_0^l eE\,dz \qquad (17)$$

Tensiunea echivalentă de accelerare este:

$$V = \int_0^l E\,dz = \int_0^l E_0 e^{-\alpha z}\,dz = E_0\,l\,\frac{1-e^{-\alpha l}}{\alpha l} \qquad (18)$$

unde l este lungimea acceleratorului iar E_0 — amplitudinea cîmpului la capătul de intrare.

Deoarece energia electronului este proporţională cu E_0 deci cu radicalul puterii introduse în ghid P_0, rezultă că putem lua ca măsură a eficacităţii acceleratorului cantitatea $\frac{V^2}{P_0}$.

Ea se poate exprima din (18) şi (12)

$$\frac{V^2}{P_0} = 2\,lr\,\frac{(1-e^{-\alpha l})^2}{\alpha l} \qquad (19)$$

Considerînd că $r = \text{const.}$ ceea ce este aproximativ adevărat, putem afla pe αl astfel ca V^2/P_0 să fie maxim. Valoarea respectivă este $\alpha l = 1{,}26$ care dă:

$$V = 0{,}905\sqrt{P_0\,lr}. \qquad (20)$$

Rezultă că dimensiunile structurii acceleratoare trebuie astfel alese încît r să fie maxim, r depinde de asemenea de frecvenţa prin intermediul adîncimii de pătrundere, anume r este proporţional cu $\sqrt{f}$. În consecinţă se va lucra în acea gamă de frecvenţe care asigură un produs $P_0\sqrt{f}$ maxim. De fapt, alegerea frecvenţei este determinată şi de alte considerente, în general contradictorii. Folosirea frecvenţelor în jur de 3 000 MHz permite să se realizeze un compromis bun.

Am considerat mai sus cazul unei unde progresive. Un studiu comparativ aprofundat [6] al acceleratorului cu undă progresivă şi al celui cu undă staţionară, duce la următoarele concluzii: într-un acceleraror „scurt" ($l < l_0$) este mai avantajos să se folosească unde staţionare; într-un accelerator lung ($l \gg l_0$) ambele sisteme sînt la fel de eficace şi alegerea modului de lucru se face din alte considerente.

Introducerea puterii de radiofrecvenţă în accelerator se poate face în mai multe feluri:

1) Alimentare pe la capătul de intrare (cazul de mai sus). Se aplică la

acceleratoarele de energii mici (pînă la 8 MeV). Energia maximă care se poate obţine este limitată de puterea generatoarelor disponibile.

2) Alimentare în mai multe puncte. Se foloseşte dacă dorim să obţinem o energie mare. Sistemul este echivalent cu un şir de acceleratoare de tipul 1) aşezate cap la cap.

3) Alimentare continuă. Este un caz limită al celui precedent, dacă alimentarea se face în fiecare cavitate.

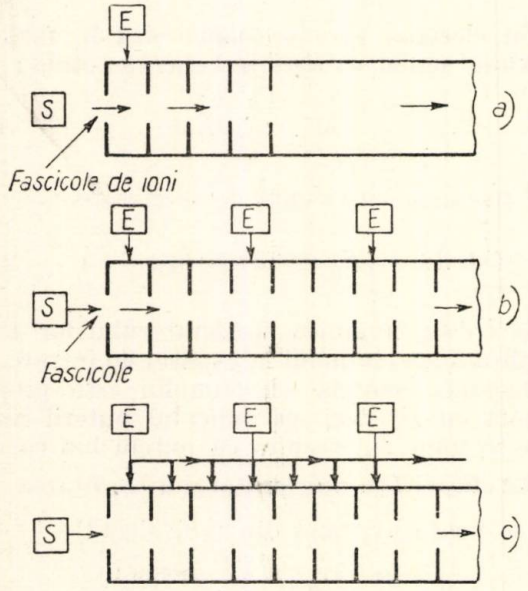


Fig. 6. Metodele de introducere a puterii de radiofrecvenţă : *a* — alimentarea într-un singur punct; *b* — alimentarea în mai multe puncte; *c* — alimentarea continuă.

Alimentarea multiplă a acceleratoarelor liniare ridică probleme complexe. Pentru ca diversele secţiuni alimentate separat să aibă un efect accelerator cumulativ, trebuie să existe anumite relaţii de fază între generatoare. În general, secţiunile pot fi considerate independente, deoarece la capătul terminal al unei secţiuni ajunge $e^{-2\alpha l} = e^{-2,1,26} = 0{,}08$ din puterea introdusă la intrare. Relaţiile de fază dorite se pot asigura în două feluri :

a) Se foloseşte un oscilator pilot care comandă un număr de amplificatoare de putere de radiofrecvenţă (clistroni). Aplicarea acestei metode a fost îngreuiată de lipsa unor clistroni de mare putere. Pentru acceleratorul de 1 000 MeV de la Stanford (California) au fost construiţi special clistroni amplificatori care dau o putere pînă la 20 MW în impulsuri de 1—2 μs [11]. Au însă o viaţă destul de scurtă şi sînt scumpi.

b) Se folosesc oscilatoare separate (magnetroane) dintre care unul furnizează semnalul de sincronizare pentru toţi ceilalţi. Acest semnal este aplicat la celelalte oscilatoare printr-un circuit de distribuţie exterior, deoarece el trebuie să se propage mai rapid decît cîmpul din interiorul acceleratorului. Acest circuit poate introduce şi defazările necesare. Pentru a asigura sincronizarea, impulsurile de înaltă tensiune se aplică mai întîi la magnetronul pilot, apoi şi la celelalte cu întîrziere progresivă, astfel încît în momentul cînd se amorsează oscilaţiile, în cavitatea care constituie sarcina magnetronului să existe deja semnalul de sincronizare. Metoda este folosită, de exemplu, în acceleratorul de 17 MeV de la Massachusetts Institute of Technology.

În ceea ce priveşte stabilitatea frecvenţei, există o diferenţă între alimentarea cu clistroni amplificatori şi cea cu magnetroane. În primul caz stabilitatea frecvenţei se asigura mai uşor folosindu-se drept oscilator un magnetron cu cavitate stabilizatoare de frecvenţă.

De asemenea nu se pune problema variaţiei frecvenţei de la un amplificator la altul, deoarece toate sînt comandate de acelaşi oscilator. În cazul alimentării cu magnetroane, principala problemă este cea de a asigura aceeaşi frecvenţă de lucru pentru toate oscilatoarele. Introducerea unei cavităţi stabilizatoare la fiecare magnetron duce la complicaţii constructive De aceea se adoptă următoarea soluţie : se lucrează cu unde staţionare şi se folosesc drept cavităţi stabilizatoare de frecvenţă chiar cavităţile acceleratorului care sînt cuplate cu magnetroanele. Aceste cavităţi sînt identice (cu toleranţe extrem de mici) au Q-uri de cîteva mii şi au acelaşi regim termic datorită circuitului de răcire cu apă. Se asigură astfel identitatea frecvenţelor de oscilaţie.

Construcţia acceleratoarelor liniare

Instalaţia unui accelerator liniar cuprinde următoarele părţi principale :

ghidul accelerator introdus într-o incintă în care se face vid ;

sursa (sursele) de putere de radiofrecvenţă ;

modulatoarele de impulsuri pentru comanda surselor şi a tunului de electroni ;

spectrograf magnetic pentru separarea electronilor după energii ;

ţinta şi instalaţii anexe ;

instalaţia de vid ;

instalaţia de răcire a ghidului (eventual şi a clistronilor amplificatori) ;

instalaţia de măsurare a radiaţiilor.

În fig. 7 este arătată schema bloc a unui accelerator de 4 MeV.

Principalele dificultăţi constructive apar la realizarea ghidului, deoarece piesele componente trebuie prelucrate cu toleranţe foarte mici (de ordinul a 10 μ) şi asamblate foarte precis în linie dreaptă. Orice defect de centrare duce la scăderea intensităţii fasciculului şi la apariţia de raze X şi neutroni din cauza ciocnirii fasciculului de diafragmele interioare. Pentru a preveni acest efect, în acceleratoarele lungi se iau precauţii pentru a compensa influenţa cîmpului magnetic terestru.

În ce priveşte generatoarele de radiofrecvenţă şi modulatoarele de impulsuri, se foloseşte tehnica din radiolocaţie.

Astăzi există în diferite ţări un număr mare de acceleratoare liniare pentru electroni. În general este vorba de acceleratoare cu energii

mici şi mijlocii (pînă la 30 MeV) [10], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19]. Cel mai mare accelerator liniar în funcţiune este cel de la Stanford (California) care produce electroni cu o energie de 1 000 MeV. Un accelerator cu

b) În metalurgie, se folosesc razele X pentru radiografia pieselor groase.

c) În industria alimentară, se utilizează atît electronii cît şi razele X pentru sterilizarea alimentelor.

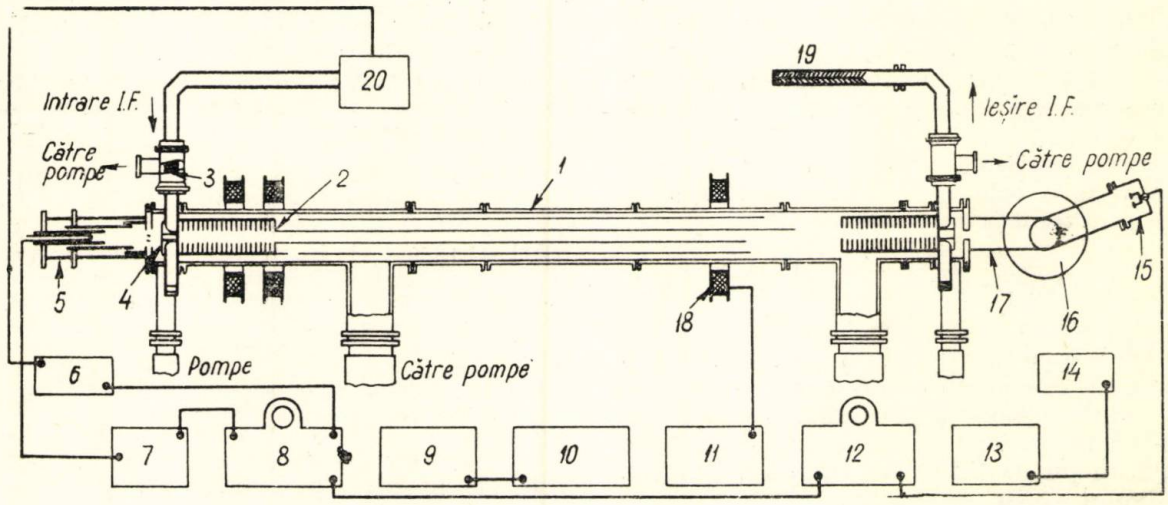


Fig. 7. Schema bloc a unui accelerator liniar de 4 MeV:
1 — incinta de vid; *2* — ghidul accelerator; *3* — ghid cu fante; *4* — piesă de cuplaj între feeder şi accelerator; *5* — tun electronic; *6* — modulator de impulsuri pentru magnetron; *7* — modulator de impulsuri pentru tun; *8* — bloc de sincronizare şi control al impulsurilor; *9* — instalaţie de măsură şi control al vidului; *10* — pompe de vid; *11* — controlul curentului de focalizare; *12* — analizor spectral; *13* — dozimetru monitor şi integrator pentru raze γ; *14* — cameră de ionizare; *15* — cilindru Faraday; *16* — bobine de deflecţie; *17* — spectrometru; *18* — bobine de focalizare; *19* — sarcină de oţel pentru ghid; *20* — magnetron.

aceeaşi energie va fi instalat şi la Orsay (Franţa). Trebuie remarcat că au început să fie produse în serie acceleratoare liniare de energii mici (4—8 MeV) pentru utilizări industriale şi medicale.

Aplicaţiile acceleratoarelor liniare

În aplicaţii se poate utiliza atît fasciculul de electroni cît şi radiaţia de frînare (raze X) produsă prin căderea fasciculului pe o ţintă metalică [1]).

a) În cercetări de fizică, se foloseşte radiaţia de frînare pentru studiul reacţiilor fotonucleare.

Prin bombardarea unei ţinte de uraniu cu fasciculul de electroni, se obţine o sursă foarte intensă de neutroni rapizi în impulsuri (10^{12}—10^{13} neutroni/s)

Fasciculul de electroni de energie mare se foloseşte pentru studiul nucleelor atomice. Astfel, cu electroni de energii între 10—50 MeV se pot determina razele nucleelor, iar cu electroni de energii mai mari de 100 MeV, care pătrund în nuclee, se poate studia distribuţia de sarcini electrice în nucleu [12].

Dacă energia electronilor depăşeşte 200 MeV, atunci iau naştere şi mezoni la interacţiunea dintre electroni şi materie.

d) În industria maselor plastice se folosesc radiaţiile pentru a îmbunătăţi unele proprietăţi ale produselor.

e) În medicină, se foloseşte atît electronoterapia cît şi röntgenterapia pentru tratamentul tumorilor profunde.

Avantajele acceleratoarelor liniare

Acceleratoarele liniare s-au dezvoltat în paralel cu acceleratoarele ciclice, deoarece prezintă unele avantaje faţă de acestea:

1) Atît injecţia particulelor, cît şi extragerea lor după accelerare se face foarte simplu datorită traiectoriei rectilinii. Fasciculul care se obţine are o secţiune mică şi este bine colimat. De asemenea spectrul energetic al fasciculului este destul de îngust.

2) Într-un accelerator liniar, se pot obţine curenţi cu un ordin de mărime mai mare decît într-un acelerator ciclic. Întensitatea curentului poate fi mărită şi mai mult dacă se foloseşte de-a lungul acceleratorului focalizarea puternică cu ajutorul cîmpului magnetic cu gradient alternant [11], [20].

3) Exigenţele în ce priveşte gradul de vid sînt mai mici decît la acceleratoarele ciclice, deoarece electronii parcurg un drum mult mai scurt (zeci de metri faţă de sute sau mii de km).

4) Preţul unui accelerator liniar creşte proporţional cu puterea întîi a energiei, iar preţul unui accelerator ciclic creşte cu puterea a doua sau a treia a energiei din cauza magnetului.

[1]) Pentru proprietăţile razelor X de energii mari şi aplicaţiile lor în medicină şi radiografia industrială, se poate consulta: HALTRICH, S. şi LEIBOVICI, I.: *Betatronul*, Automatica şi electronica, 1(1957)3, p. 119—129.

Însă ultimele perfecţionări aduse acceleratoarelor ciclice (magnet inelar, focalizare puternică) au micşorat dimensiunile şi costul magneţilor aşa încît pînă în prezent situaţia este echilibrată şi nu se poate vorbi de avantajul incontestabil al unui tip de accelerator asupra celuilalt din punct de vedere economic.

5) Energia maximă care se poate obţine cu un accelerator liniar nu este limitată de pierderi prin radiaţie, spre deosebire de acceleratoarele ciclice.

Pentru o particulă relativistă ($v \simeq c$) care se mişcă pe o orbită circulară, pierderea de energie prin radiaţie este [21]:

$$\Delta w = \frac{4\pi}{3} \frac{e^2}{R} \left(\frac{w}{m_0 c^2} \right)^4 \qquad (21)$$

unde Δw este energia pierdută prin radiaţie la o rotaţie; w — energia totală (cinetică plus de repaus) a particulei; $m_0 c^2$ — energia de repaus.

Aceste pierderi devin foarte importante pentru electroni în jur de 1 BeV şi limitează folosirea betatronului şi sincrotronului.

Într-un accelerator liniar, relaţia este [11]:

$$\frac{\Delta w}{w} = \frac{2}{3} \frac{Ee\,a}{m_0 c^2} \qquad (22)$$

unde Δw este energia pierdută prin radiaţie; w — energia cîştigată de electron; E — cîmpul electric accelerator; a — raza clasică a electronului ($a \simeq 3.10^{-13}$ cm).

Pentru cîmpurile folosite în acceleratoarele existente, acest raport este de ordinul 10^{-13}. şi este independent de energia electronilor Deci, pierderea de energie prin radiaţie nu limitează energia care se poate obţine de la un accelerator liniar.

BIBLIOGRAFIE

[1] TINTĂ, F.: *Acceleratoare de particule*, Automatica şi electronica, 1(1957)2, p. 71-78.

[2] VOROBIOV, A. A.: *Uscoriteli zariajennih ciastiţ*, Gosenergoizdat Moscova-Leningrad, 1949.

[3] GRINBERG, A. P.: *Metodî uscoreniia zariaiennih ciastiţ* Tehteorizdat, Moscova, 1949.

[4] ALVAREZ, L. W. ş.a.: *Berkeley proton linear accelerator*, Rev. Sci. Instr. 26(1955)2,p.111—133

[5] CORK, B.: *Proton linear accelerator for the bevatron*, Rev. Sci. Instr., 26(1955)2,p. 210—219.

[6] SLATER, J.C.: *The design of linear accelerators*, Rev. Modern Phys., 20 (1948) 3, p. 473—518.

[7] BRILLOUIN, L.: *Wave propagation and periodic structures*, Mc. Graw Hill, New York, 1946.

[8] BROGLIE, L. de: *Les Accélérateurs de particules*, Ed. Rev. Optique. Théor. Instr. Paris 1950.

[9] STATER, J.C.: *Linear Accelerators*, Annual Review of Nuclear Science, 1(1952) p. 199—206.

[10] DEMOS, R. T., KIP, A. F., SLATER, J.C.: *The M.I.T. linear electron accelerator*, Journ. Appl. Phys. 23(1952) 1, p. 53—65.

[11] GINZTON, E. L. ş.a.: *Stanford high energy linear electron accelerator*, Rev. Sci. Instr. 26(1955) 2, p. 134—204.

[12] DELCROIX, J.L.: *Le grand accélérateur linéaire d'électrons d'Orsay*, Industries Atomiques (1957)7—8,p.32—37

[13] POST, R. F. ş.a.: *Stanford Mark II linear accelerator*, Rev. Sci. Instr., 26 (1955) 2, p. 205—209.

[14] BECKER, G.E. ş.a.: *Operation of a 6 MeV Linear Accelerator*, Rev. Sci. Instr. 22 (1951) 6,p. 402—405.

[15] FRY, D. W. ş.a.: *A traveling wave linear accelerator for 4 MeV electrons*, Nature, 162 (1948) p. 859.

[16] LEBOUTET ş. a.: *Le projet d'accélérateur a électrons de 28 MeV de Saclay*, L'Onde Electrique, 37 (1957) 358, p. 28—35.

[17] MILLER, C. W.: *An 8 MeV linear accelerator for X ray therapy*, Proc. Instn. electr. Engrs., Pt. I, 101 (1954) p. 207—222.

[18] BAREFORD, C. F., KELLIHER, M.G.: *The 15 MeV electron linear accelerator for Harwell*, Philips Techn. Review, 15 (1953) 1, p. 1—26.

[19] GRIVET, P.: *Un accélérateur linéaire d'électrons pour des applications médicales*, Annales de Radioelectricité 9 (1954) 35, p. 37—43.

[20] STANLEY LIVINGSTON, M.: *High energy accelerators*, Interscience Publischers Inc., New York, 1954.

[21] IVANENO, D. şi SOCOLOV, A.: *Teoria clasică a cîmpului*. *Ed.* Tehnică, Bucureşti 1955.

[22] GINZTON, E. L. ş. a. *A linear electron accelerator*, Rev. Sci. Instr., 19 (1948) 2, p. 89—108.

[23] FRY, D.W.ş.a.: *Linear accelerators* Reports on progress in Physics, 12 (1948—49) p. 102—131

[24] MILLER, B.L.: *A multiple cavity linear electron accelerator*. Rev. Sci. Instr. 23 (1952) p. 401—408.

[25] SCHULTZ, H. L., Wadey, W. G.: *The Yale linear electron acelerator*, Rev. Sci. Instr. 22 (1951) 6, p. 383—388.

[26] VALDNER, O.A.ş.a.: *Lineinîi elecktronîi uscoriteli na 4,5 MeV*, Atomnaia Energhiia, 3 (1957) 7, p. 41—44.

Generator de impulsuri universal

CZ 621.373.43

În laboratoarele de electronică se simte adeseori lipsa unui generator de impulsuri cu multiple posibilităţi.

Cerinţele pe care trebuie să le îndeplinească un asemenea generator sînt următoarele:

1) impuls de formă dreptunghiulară, cu front de creştere cît mai mic; *2*) durata impulsului reglabilă în limite largi; *3*) frecvenţa de repetiţie a impulsurilor variabilă în limite largi; *4*) amplitudine mare la ieşire şi posibilitatea de a o varia; *5*) posibilitatea de a obţine impulsuri de ambele polarităţi; *6*) posibilitatea de a obţine la o bornă de ieşire separată, un puls ascuţit (pentru declanşarea unui sincroscop, cu care se face vizualizarea fenomenelor) care să preceadă impulsul principal

7) posibilitate de declanşare exterioară a generatorului.

Din toate generatoarele universale de impulsuri existente la noi, nici unul nu îndeplineşte toate aceste condiţii. De aceea, în laboratoarele Institutului de Fizică Atomică al Academiei R.P.R. s-a construit un generator de impulsuri care întruneştetoate condiţiile enumerate mai sus. Schema bloc a generatorului este dată în fig. 1.

Pentru a avea o succesiune bine determinată a impulsurilor este necesar un generator care să dea frecvenţa de repetiţie a lor. Acest generator este de tipul „dinţi de ferăstrău" cu tiratronul ТГ 1—0,1/0,3. Generatorul cu tiratron prezintă avantaje faţă de un oscilator sinusoidal *RC* prin aceea că nu necesită comutare dublă şi reglaj prin potenţiometru dublu şi, mai ales, prin aceea că dă la ieşire un puls ascuţit, cu care se declanşează direct etajul următor, fără să mai fie nevoie de etaje intermediare de limitare şi diferenţiere. Generatorul are un comutator cu 5 poziţii pentru cele 5 subgame (K_1) şi un potenţiometru R_9 pentru reglajul fin al frecvenţei (fig. 2). Demn de remarcat este că tensiunea de ieşire a genera-

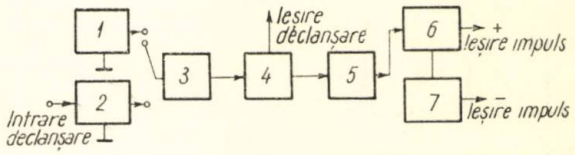


Fig. 1. Schema bloc a generatorului de impulsuri:
1 — generatorul care determină frecvenţa de repetiţie a impulsurilor; *2* — separator şi inversor pentru impulsuri de declanşare exterioară; *3* — circuit de decalare în timp şi generator al impulsurilor de declanşare pentru sincroscop *4* — generator de impulsuri propriu-zis; *5* — amplificator limitator cu amplificare reglabilă; *6* — repetor catodic; *7* — repetor anodic.

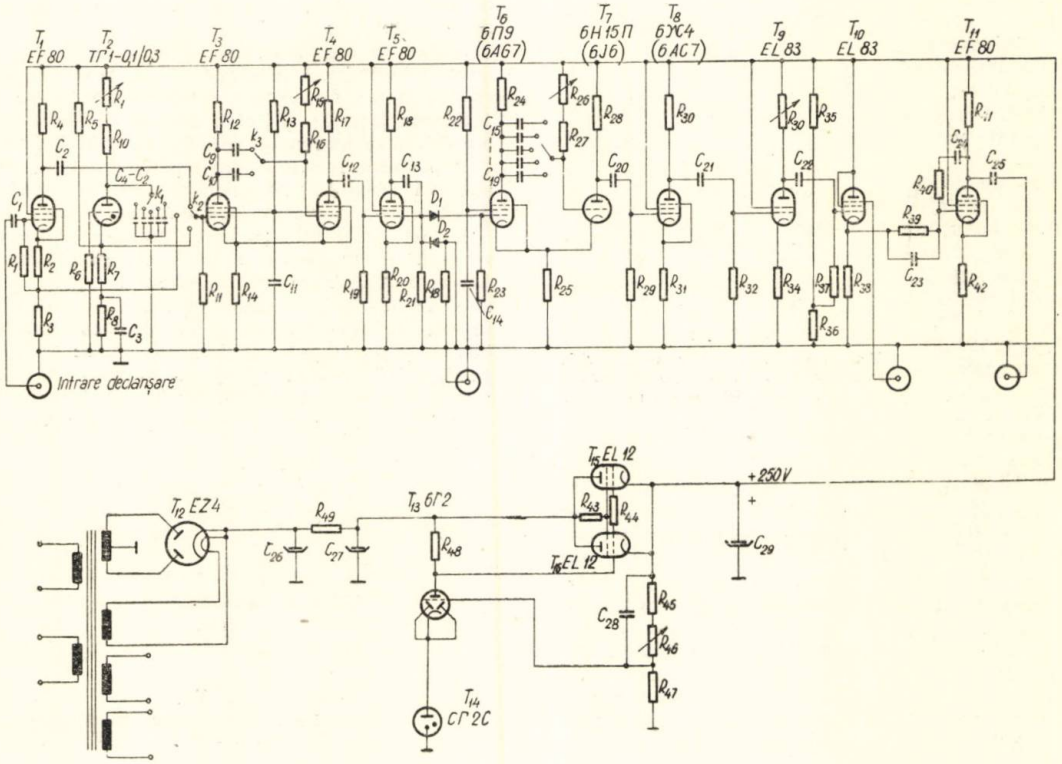


Fig. 2. Schema de principiu a generatorului de impulsuri:

R_1 = 470 k Ω 0,5 W
R_2 = 500 Ω 0,5 W
R_3 = 3 k Ω 1 W
R_4 = 3 k Ω 1 W
R_5 = 33 k Ω 2 W
R_6 = 100 k Ω 0,15 W
R_7 = 500 Ω 0,5 W
R_8 = 1,2 k Ω 0,5 W
R_9 = pot .chim. 2 M Ω
R_{10} = 200 k Ω 0,5 W
R_{11} = 470 k Ω 0,5 W
R_{12} = 15 k Ω 1 W
R_{13} = 10 k Ω 2 W
R_{14} = 3 k Ω 1 W
R_{15} = pot. chim. 1 M Ω
R_{16} = 70 k Ω1W
R_{17} = 15 k Ω 1 W
R_{18} = 5 k Ω 3 W
R_{19} = 500 k Ω 0,5 W
R_{20} = 3 k Ω 1 W
R_{21} = 10 k Ω 0,5 W
R_{22} = 10 k Ω 0,5
R_{23} = 10 k Ω 1 W
R_{24} = 15 k Ω 0,5 W
R_{25} = 900 Ω 1 W
R_{26} = pot. chim. 1 M Ω
R_{27} = 70 k Ω 1 W
R_{28} = 5 k Ω 3 W
R_{29} = 3 M Ω 0,5 W
R_{30} = 3,3 k Ω 2 W
R_{31} = 800 Ω 0,5 W
R_{32} = 3 M Ω 0,5 W
R_{33} = pot. bob. 1,25 k Ω 7 W
R_{34} = 470 Ω 1 W
R_{35} = 500 k Ω 0,5 W
R_{36} = 20 k Ω 0,5 W
R_{37} = 8,2 M Ω 0,5 W
R_{38} = 8,2 k Ω 0,5 W
R_{39} = 500 k Ω 0,5 W
R_{40} = 500 k Ω 0,5 W
R_{41} = 3 k Ω 1 W
R_{42} = 350 Ω 0,5 W
R_{43} = 50 Ω 0,5 W
R_{44} = 15 k Ω 0,5 W
R_{45} = 150 k Ω 0,5 W
R_{46} = pot. bob. 5 k Ω
R_{47} = 100 k Ω 0,5 W
R_{48} = 100 k Ω 0,5 W
R_{49} = 500 Ω 8 W.
C_1 = 1 n F
C_2 = 10 n F
C_3 = 0,5 μ F, 250 V
C_4 = 200 pF
C_5 = 2 nF
C_6 = 20 nF
C_7 = 200 nF
C_8 = 2 μF
C_9 = 600 pF
C_{10} = 2 nF
C_{11} = 0,5 μ F, 250 V
C_{12} = 25 n F
C_{13} = 70 p F
C_{14} = 0,5 μ F, 250 V
C_{15} = 50 p F
C_{16} = 500 p F
C_{17} = 5 n F
C_{18} = 50 n F
C_{19} = 0,5 μ F
C_{20} = 0,1 μ F 600 V
C_{21} = 0,1 μ F 600 V
C_{22} = 0,1 μ F 600 V
C_{23} = 1—5 p F
C_{24} = 0,1 μ F 600 V
C_{25} = 0,1 μ F 600 V
C_{26} = 2 × 16 μ F 500 V
C_{27} = 2 × 16 μ F 500 V
C_{28} = 0,1 μ F 250 V
C_{29} = 32 μ F 500 V
D_1 = ДГЦ 7 D_2 = ДГЦ 7
T_1 = EF 80
T_2 = ТГ 1 — 0,1/0,3
T_3 = EF 80
T_4 = EF 80
T_5 = EF 80
T_6 = 6П9
T_7 = 6 Н 15 П
T_8 = 6 ЖЧ
T_9 = EL 83
T_{10} = EL 83
T_{11} = EL 83
T_{12} = EZ 4
T_{13} = 6 Г 2
T_{14} = СГ2С
T_{15} = EL 12
T_{16} = EL 12

torului se ia de pe catodul tiratronului şi are forma unui puls ascuţit de amplitudine mare (40—50 V). Ea se produce prin descărcarea bruscă a uneia din cele 5 condensatoare C_1—C_8, prin tiratronul aprins pe rezistenţa R_7 de 500 Ω. Diagrama tensiunilor pe anodul şi catodul tiratronului este dată în fig. 3, unde T este perioada de repetiţie. Pulsul de pe catod se aplică direct (în cazul că se lucrează cu generatorul intern), pe grila de comandă a tubului T_3, unde declanşează circuitul de decolare [1], [4].

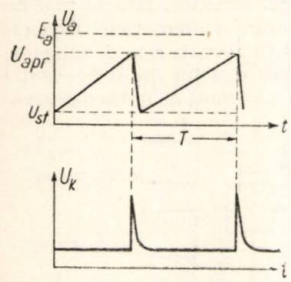


Fig. 3. Diagrama tensiunilor pe anodul şi catodul tiratronului.

În cazul că frecvenţa de repetiţie a impulsurilor trebuie comandată din exterior, se poate folosi circuitul de intrare cu tubul T_1. Acesta este un etaj inversor, avînd ieşiri pe anod şi catod, egale ca amplitudine, dar defazate cu 180°. Deoarece la grila lui T_3 este nevoie de pulsuri pozitive, iar pulsurile exterioare de declanşare aplicate pe grila lui T_1 pot fi de polaritate oarecare, prin comutatorul K_2 se poate aplica pe T_3, fie tensiunea din anodul T_1 (în antifază cu grila T), fie tensiunea de pe catodul lui T_1 (în fază cu grila respectivă). Astfel se poate obţine pe grila lui T_3 un puls de polaritate corectă (pozitivă), indiferent de polaritate celui aplicat la intrare.

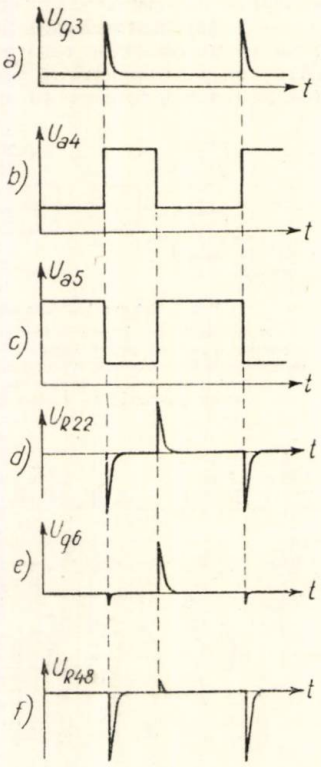


Fig. 4
Forma tensiunilor anodice sau de grilă, la tuburile T_3, T_4, T_5, T_6 şi la bornele rezistenţelor R_{32} şi R_{43}.

Circuitul de decalare constă, în esenţă, dintr-un circuit basculant monostabil cu cuplaj catodic şi un etaj separator (T_3, T_4, T_5). Circuitul monostabil este declanşat prin pulsuri pozitive pe T_3. Durata perioadei cvasistabile este determinată de capacităţile condensatoarelor comutabile C_9 şi C_{10} şi de rezistenţa de reglaj fin R_{15}. Pe anoda lui T_4 se obţine un impuls dreptunghiular pozitiv, de durată variabilă. Acesta se limitează prin tubul T_5 şi se inversează ca polaritate. Impulsul negativ de pe anoda lui T_5 este derivat în circuitul C_{13} R_{21}. Deoarece pe grila tubului T_6 este necesar numai pulsul pozitiv produs prin derivare, acesta se separă prin dioda D_1. În schimb, pulsul negativ (care îl precede în timp pe cel pozitiv) e scos prin dioda D_2 care taie impulsul pozitiv, la o bornă aparte a aparatului şi constituie pulsul (triggerul) de declanşare a sincroscopului. Diagramele din fig. 4 ilustrează cum se obţine un impuls pozitiv întîrziat cu timpul T_i faţă de impulsul iniţial obţinut din catoda tiratronului. Tensiunea impulsului secundar de declanşare este suficient de mare (circa 20 V) iar impedanţa lui de ieşire este destul de mică (<10kΩ) astfel că forma impulsului nu este influenţată de impedanţa circuitului de intrare a unui eventual sincroscop declanşat de acest impuls.

Generatorul propriu-zis de impulsuri este de asemenea un circuit basculant monostabil. S-au ales tuburile de pantă mare : 6 H 9 (6AG7) şi 6 H 15 II (6J6) [1], [5].

Schema circuitului este tot de monovibrator cu cuplaj catodic. Acest montaj s-a dovedit a fi foarte propice dată fiind stabilitatea lui şi faptul că una din anode T_7 este liberă şi astfel circuitele următoare atacate cu tensiunea de pe această anodă nu au influenţă asupra performanţelor circuitului.

Durata perioadei cvasistabile este determinată de unul din condensatoarele comutabile C_{15}—C_{19} şi de potenţiometrul R_{26}.

Durata perioadei cvasistabile este identică cu durata impulsuiui dreptunghiurilor. Plaja de durată este ≃ 1 μs-140 ms.

Stabilitatea circuitului monovibrator este asigurată de cuplajul catodic dintre tuburi. Acesta are un efect asemănător cu reacţia negativă din amplificatoare, adică măreşte stabilitatea duratei impulsurilor faţă de variaţii ale tensiunii de alimentare. Ca la toate circuitele basculante, la acest circuit nu se pot obţine impulsuri foarte largi şi foarte dese, din cauză că este necesar un anumit timp capacităţilor din circuit pentru a ajunge la tensiunile iniţiale. Dacă T este perioada de repetiţie (fig. 5), T' — durata impulsului şi T''-durata pauzei ($T' + T'' = T$), se poate obţine un raport T'/T'' oricît de mare. De aceea se recomandă ca acest raport să nu fie < 1. În fig. 5, *a*, $T'/T'' \gg 1$, iar în fig. 5, *b*, $T'/T'' \ll 1$.

Deoarece impulsul dreptunghiular de pe anoda lui T_7 nu are încă o formă destul de bună (front 0,5 μ s) se folosesc două etaje de limitare (T_8, T_9). Îmbunătăţirea frontului de creştere a impulsului dreptunghiular este simţitoare ; de la 0,5 μ s la < 0,1 μ s. În plus, neuniformităţile (supracreşteri) sînt eliminate prin limitare.

Sarcina anodică a tubului T_9 este un potenţiometru, montat ca reostat, astfel că amplitudinea impulsului la ieşirea etajului este reglabilă.

Pentru ca forma impulsului de la ieşire să fie, în limite largi, independentă de impedanţa pe care el se aplică, trebuie ca impedanţa de ieşire a generatorului să fie foarte mică.

Se ştie [1], [2], [3] că o impedanţă foarte mică de ieşire o prezintă etajul repetor catodic, în cazul de faţă circa 100 Ω.

Impulsurile la ieşirea din repetorul catodic au polaritatea pozitivă. Deoarece în multe cazuri este nevoie şi de impulsuri negative, s-a prevăzut încă un etaj.

La fel ca şi cele pozitive, impulsurile negative trebuie să aibă o amplitudine mare şi impedanţă mică de ieşire. Aceste proprietăţi le prezintă circuitul repetor anodic. Acesta, ca şi cel catodic, nu dă amplificare în tensiune. În schimb, produce la ieşire tensiuni defazate cu 180° faţă de cele de la intrare (T_{11}). Impedanţa de ieşire este $\simeq 2/S$ ceea ce pentru tubul EF80 folosit reprezintă ≃ 300—400 Ω. Din acest punct de vedere, repetorul anodic este inferior celui catodic. De asemenea, din cauza dificultăţilor de reglaj, forma impulsului negativ este puţin alterată faţă de cel pozitiv. Impulsurile de pe ambele ieşiri sînt scoase la borne separate, pentru a putea fi folosite simultan [1], [2], [6].

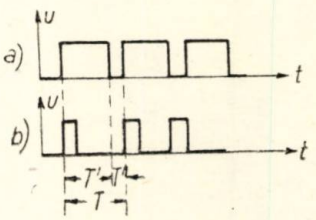


Fig. 5
Forma tesiunii generatorului de impulsuri; *a*) $T'/T'' \gg 1$; *b*) $T'/T'' \ll 1$

Pentru că variaţiile tensiunii anodice pot provoca variaţii supărătoare ale frecvenţei de repetiţie şi a duratei impulsurilor, ea se stabilizează. Schema stabilizatorului este clasică, cu tub serie. Tensiunea stabilizată este de 250 V [1] — [5].

Performanţe

a) Forma impulsului : dreptunghiulară. Timpul de creştere pentru impulsuri mai scurte de 10 μ s :< 0,1 μs. Pentru durate > 10 μ s, durata impulsului $\approx \frac{1}{200} T_{max}$ (T_{max} este durata maximă în gama respectivă. Scăderea palierului orizontal, pentru impulsuri mai lungi de 10 ms : < 5 %.

b) Impedanţa de ieşire a impulsurilor pozitive 100Ω; pentru cele negative 300—400Ω.

Frecvenţa de repetiţie a impulsurilor <1 Hz→ 30 kHz reglabilă în 5 game brut şi prin potenţiometru fin.

c) Forma impulsului de declanşare a sincroscopului (trigger este dată în fig. 4, diagrama f. Timp de creştere 0,1 μ s. Durata 0,5 μs. Impedanţa de ieşire a acestui impuls e < 10 k Ω.

d) Durata impulsurilor: 1 μ s-100 ms, reglabilă în 5 game brut şi prin potenţiometru fin.

e) Amplitudinea impulsului: max± 40 V. Reglabilă prin potenţiometru.

f) Impuls de declanşare a unui sincroscop: amplitudinea circa 20 V. Polaritate negativă. Precedă, impulsul principal cu un timp reglabil brut în două trepte şi fin cu potenţiometru. Decalaj maxim 150 μ s; minim: 1 μs.

Pentru a nu se produce deformări ale impulsului dreptunghiurilor, raportul semnal/pauză nu trebuie să fie mai mare ca 1, adică durata impulsului să nu fie mai mare decît jumătatea perioadei de repetiţie a impulsurilor.

g) Impedanţa de intrare pentru impulsurile de declanşare din exterior > 500 k Ω cu o capacitate în paralel < 50 pF.

h) Consum de putere de la reţea, sub 220 V ≈ 200 W.

i) Posibilitatea de declanşare exterioară. Impedanţa de intrare > 400 k Ω.

Ing. I. CIUC

BIBLIOGRAFIE

[1] TĂNĂSESCU, T.: *Tuburi şi circuite electronice*, vol. I şi II, Ed. Academiei R.P.R., Bucureşti 1957.
[2] SEELY, S.: *Electronic Engineering*, Mc Graw Hill Book Co, New York,1956.
[3] BONCI—BRUEVICI, M. A.: *Primenenie elektronnîh lamp v eksperimentalnoi fizike*, Gostehizat, Moscova, 1955.
[4] ELMORE and SANDS: *Electronics, Experimental Techniques*, Mc Graw Hill Co New York, 1949.
[5] BRITON CHANCE ş. a.: *Wave forms*, M. I. T. Series Mc Gras Hill Book Co. New York, 1949.
[6] CROWTHER G. O. ş. a.: *A versatile rectangular pulse generator*, Electronic Engineering, 29(1957) 347, p. 8.

COMENTARII

Oscilografierea în tehnica impulsurilor de milimicrosecunde

CZ 621.374.33:621.317.755

Necesitatea de a lucra în aparatura de măsură pentru experienţele de fizică nucleară cu impulsuri avînd fronturi şi durate de ordinul milimicrosecundelor s-a ivit la rezolvarea unor serii de probleme importante din acest domeniu printre care enumerăm:

a) măsurarea intervalului de timp dintre momentele de zbor a două particule sau cuante de radiaţie dintr-un nucleu radioactiv;

b) stabilirea vitezei de mişcare a particulelor nucleare măsurînd timpul de zbor între două puncte fixe;

c) măsurarea numărului de particule nucleare care cad într-un element de volum dat în decursul unui interval de timp dat.

O tehnică nouă: tehnica impulsurilor de milimicrosecunde, ocupîndu-se cu generarea unor astfel de impulsuri, amplificarea lor cum şi cu realizarea circuitelor de discriminare, coincidenţă şi anticoincidenţă, s-a dezvoltat extrem de rapid. În decursul realizării unor astfel de scheme şi în stabilirea performanţelor la montajele definitive, osciloscraful catodic rămîne singurul instrument convenabil pentru măsurători.

Ne propunem să arătăm în cele ce urmează ce metode noi s-au adoptat la construcţia osciloscrafelor catodice care redau fronturi de ordinul 10^{-9}—10^{-10} s şi durate de ordinul 10^{-8}—10^{-9}s.

Este evident de la început că banda unui osciloscraf de milimicrosecunde se va extinde pînă la frecvenţe de ordinul miilor de MHz şi este firesc să ne ocupăm în primul rînd de comportarea tubului catodic la frecvenţe înalte.

Perfecţionări în construcţia tubului catodic

Reproducerea fidelă a unei unde de frecvenţă înaltă pe ecranul unui tub catodic este funcţie de timpul de tranzit al electronilor prin tub şi de impedanţa de intrare a sistemului de deflecţie. Timpul de tranzit al electronilor prin sistemul deflector este de ordinul 1—2 mμs iar constanta de timp de încărcare a capacităţii plăcilor deflectoare este de acelaşi ordin de mărime.

Studii teoretice şi experimentale au arătat, de asemenea, o scădere a sensibilităţii sistemului deflector cu frecvenţa; bunăoară la $f = 250$ MHz sensibilitatea scade la 0,7 din cea măsurată în curent continuu.

În procesul de adaptare a tuburilor catodice obişnuite pentru vizualizarea unor impulsuri de milimicrosecunde s-a pornit mai întîi pe linia micşorării la extrem a dimensiunilor plăcilor deflectoare şi a distanţei dintre ele scăzînd astfel influenţa timpului de tranzit al electronilor, precum şi constanta de timp de încărcare a capacităţii lor proprii. Aceste îmbunătăţiri s-au făcut însă pe seama sensibilităţii la deflecţie care scade cu dimensiunile şi distanţa dintre plăci. Separat s-a încercat micşorarea timpului de tranzit folosind tensiuni de accelerare de ordinul 50 kV. S-a preconizat uneori o soluţie de compromis: se micşorează dimensiunile plăcilor şi se folosesc mai multe perechi de plăci judicios legate, prin aceasta compensîndu-se scăderea de sensibilitate, deoarece ea creşte cu numărul perechilor de plăci. Un astfel de sistem deflector se poate vedea în fig. 1.

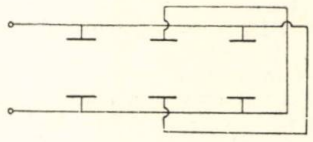


Fig. 1. Sistem deflector cu plăci.

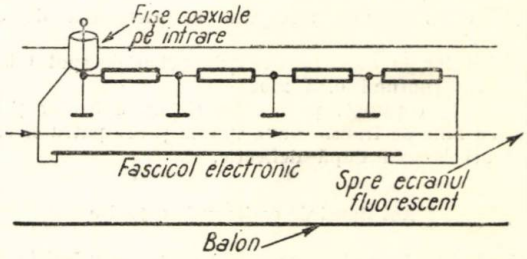


Fig. 2. Sistem deflector cu linie de transmisie cu constante concentrate.

PIERCE în lucrările sale a imaginat şi realizat un sistem deflector care lucrează foarte bine într-o bandă de frecvenţă foarte mare. Capacităţile proprii ale cîtorva perechi de plăci au format împreună cu inductanţe convenabil conectate o linie de transmisiune cu constante concentrate (fig. 2). Parametrii acestei linii s-au ales astfel, încît viteza de propa-

gare a impulsului prin ea să fie aproximativ egală cu viteza de propagare a fasciculului electronic.

Pentru a mări banda de trecere a liniei este necesar să se micşoreze timpul de întîrziere a impulsului pe fiecare secţiune. În acest scop trebuie micşorate şi de astădată dimensiunile plăcilor şi mărită viteza electronilor. Sensibilitatea creşte cu numărul secţiunilor filtrului.

Impedanţa caracteristică a liniei se alege aşa în cît în mod obişnuit să se poată realiza o adaptare cu cablul coaxial de

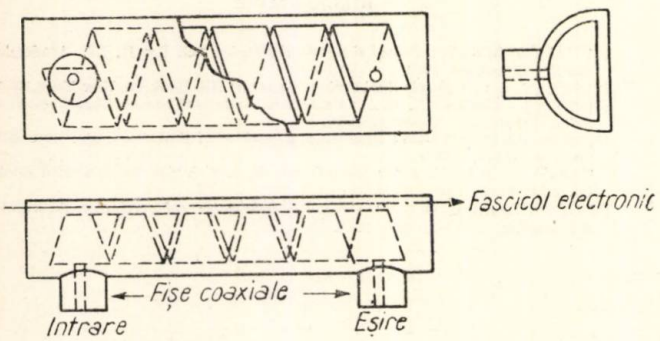


Fig. 3. Sistem deflector cu linie de transmisie spirală.

legături. Intrarea la sistemul deflector se face cu o fişă coaxială. Se obişnuieşte ca linia de transmisiune să fie terminată pe o rezistenţă egală cu impedanţa ei caracteristică; în felul acesta undele reflectate sînt excluse şi se evită deflecţii false ale spotului. Soluţia cea mai bună în momentul de faţă o constituie sistemul deflector pentru semnal folosind o linie de transmisiune spirală (fig. 3).

Este vorba de o linie spirală închisă într-un ecran legat la pămînt. Condiţiile de propagare a impulsului pe linie şi al electronilor sînt analoge sistemului deflector din fig. 2. Tensiunea de accelerare a electronilor într-un asemenea tub este de 16 kV. Timpul de zbor printr-o spiră este de 0,17 mμs. Sensibilitatea scade la 0,7 din valoarea în curent continuu la $f = 940$ MHz şi are în medie valoarea de 0,6 V/diametru de spot.

Pentru a creşte sensibilitatea (întrucît amplificatoarele sînt greu de construit cu bandă foarte largă şi amplificare mare) se caută să se micşoreze diametrul spotului, deci se micşorează curentul electronic al tubului. Optica tubului se stabileşte aşa încît să se obţină un spot cu diametru minim la un curent electronic dat. Se folosesc adesea accelerări ale electronilor după deflecţie. Strălucirea spotului trebuie să permită o vizionare cu ochiul liber şi să fie suficientă pentru a impresiona o placă fotografică. Se construiesc tuburi catodice conectate la instalaţii de vidare continuă sau tuburi capsulate depinzînd de multe ori de dispozitivul de înregistrare fotografică adoptat.

Iată performanţele unui tub catodic construit de SMITH: tensiunea de accelerare totală (posedă şi accelerare după deflecţie) 25 kV

banda de frecvenţă măsurată la atenuarea de 3 db 2 600 MHz

sensibilitatea la deflecţie în V/diametru de spot 0,6

diametrul spotului 0,15 mm

Tubul este capsulat, posedă un sistem deflector pentru semnal cu linie de transmisiune spirală şi are patru electrozi pentru accelerarea după deflecţie.

Noi tipuri de oscilografe catodice

Oscilografele de milimicrosecunde se pot despărţi în două clase mari după impulsurile de studiat. Deosebim oscilografe pentru studiul impulsurilor periodice şi oscilografe pentru studiul impulsurilor singulare (ele pot lucra tot atît de bine şi cu impulsuri periodice).

Principiul de lucru al primului tip de osciloscop este arătat în fig. 4 şi 5. Dacă la anodul tubului amplificator T_1 se aplică impulsuri pozitive de tensiune de amplitudine constantă U_a şi avînd frecvenţa de repetiţie f_i, în circuitul anodic se vor obţine impulsuri de curent i_a cu aceeaşi frecvenţă de repetiţie dar de amplitudine depinzînd de tensiunea de negativare E_g aplicată grilei de comandă a tubului (fig. 5, *a*). Aplicînd grilei de comandă o tensiune periodică u_0 (pentru simplificare s-a ales sinusoidală) de frecvenţă $f_0 = f_i$ amplitudinea impulsurilor i_a depinde de defazajul între u_0 şi u_a (fig. 5, *b*). Acelaşi lucru se întîmplă şi dacă $f_0 = nf_i$ (unde n este întreg). Dacă f_0 diferă cu puţin de f_i sau de $n\,f_i$ atunci amplitudinea impul-

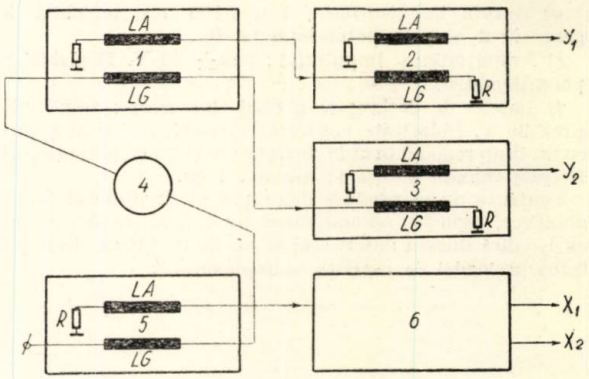


Fig. 4. Principiul de lucru şi oscilografului.

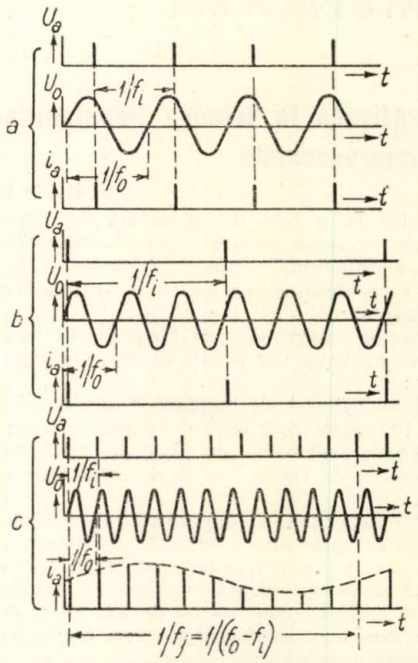


Fig. 5. Principiul de lucru al oscilografului.

surilor de curent anodic va varia (fig. 5, *c*), înfăşurătoarea reproducînd forma tensiunii u_0 dar frecvenţa ei fiind $f_j = f_0 - n\,f_i$. Dacă tensiunea u_0 conţine armonicele $2f_0, 3f_0 \ldots nf_0$ curentul anodic i_a va conţine de asemenea armonicele

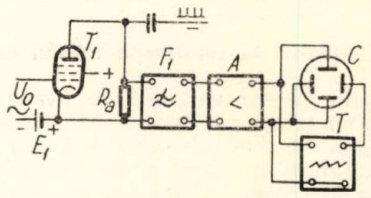


Fig. 6. Schema bloc a unui osciograf.

$2f_j$, $3f_j$ ... mf_j, Schema bloc a unui oscilograf bazat pe acest principiu este arătată în fig. 6.

Avantajul mare pe care o are proiectarea şi realizarea unui astfel de oscilograf este acela că există numai un singur

etaj care lucrează la înaltă frecvenţă, restul schemei lucrînd la joasă frecvenţă f_j. Banda unui astfel de osciloscraf poate atinge 300 MHz. Ulterior schemei din fig. 6 i s-au adus îmbunătăţiri asupra cărora nu vom insista în aceste rînduri.

Osciloscrafele pentru studiul impulsurilor singulare păstrează aceeaşi schemă bloc ca şi sincroscoapele obişnite. Fiecare

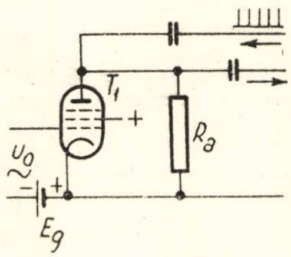


Fig. 7. Sistemul de amplificare:
1 – preamplificator; *2.3* – amplificatoare finale; *4* – linie de întîrziere *5* – amplificatorul impulsului de comandă a bazei de timp; *6* – baza de timp; *LA* – linie anodică; *LG* – linie de grilă; *R* – rezistenţă terminală.

bloc însă îşi schimbă structura deoarece performanţele cerute sînt evident mult mai grele decît în mod curent. Vom descrie un exemplu.

Aşa cum arată fig. 7 sistemul de amplificare se împarte în trei părţi: un amplificator push-pull pentru plăcile Y avînd o amplificare de 30 şi o bandă de 200 MHz, un amplificator al impulsului de comandă a bazei de timp avînd amplificarea 10 şi un preamplificator care odată conectat scade banda la 100 MHz şi creşte amplificarea la 10 000. Amplificatorul de ieşire şi cel al impulsului de comandă sînt comandaţi de acelaşi semnal cu o întîrziere înserată în canalul de semnal. Amplificatorul impulsului de comandă constă din 8 tuburi 6AK5 conectate în montaj distribuit cu liniile de grilă şi anodică avînd impedanţele $Z_{oa} = Z_{og} = 200\ \Omega$. Întîrzierea este de 0,1 μs, realizată cu cablu coaxial. Fiecare amplificator distribuit de ieşire conţine 14 tuburi 6AK5 cu $Z_{og} = 200\Omega$ şi $Z_{oa} = 250\ \Omega$.

Dăm, acum un circuit bază de timp folosit în milimicrosecunde (fig.8). Tubul T_2, o tetrodă folosită în impulsuri (11 E3) este normal tăiat şi trece rapid la saturaţie dacă capătă un impuls pozitiv de la circuitul de comandă (tubul T_1). Dacă impunem o pantă a bazei de timp de ordinul 10^{11} V/cm şi ştiind că plăcile X au o capacitate proprie de ordinul 20 pF, rezultă un curent $I = C\dfrac{dV}{dt} = 20.10^{-12}.10^{11} = 2A$.

Tubul T_2 a fost ales astfel încît să suporte în impuls un curent de 2 A. Acest curent poate fi variat acţionînd asupra tensiunii de filament. Propriu-zis variind tensiunea de filament variază panta tensiunii bazei de timp conform curbei din fig.9.

Circuitul de comandă conţine tiratronul 20 A3 care poate fi deschis aplicîndu-i-se un impuls pozitiv la grilă. În circuitul anodic al tiratronului se găseşte o linie de întîrziere care formează un impuls standard cu care se comandă tubul T_2.

Pentru calibrare se foloseşte un oscilator blocat adaptat lucrului în milimicrosecunde.

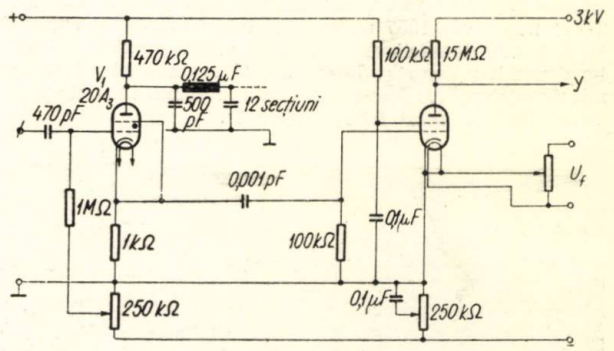


Fig. 8. Baza de timp.

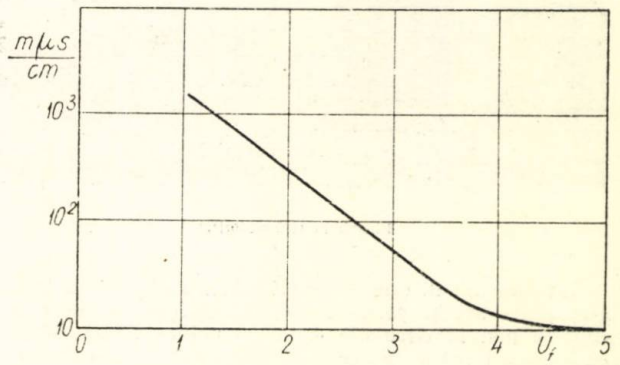


Fig. 9. Variaţia pantei tensiunii bazei de timp cu tensiunea de filament

Acestea sînt căile pe care s-a dezvoltat tehnica osciloscrafierii impulsurilor rapide. Limita maximă a performanţelor obţinute este neîncetat împinsă tot mai sus.

Ing. H. HERŢANU

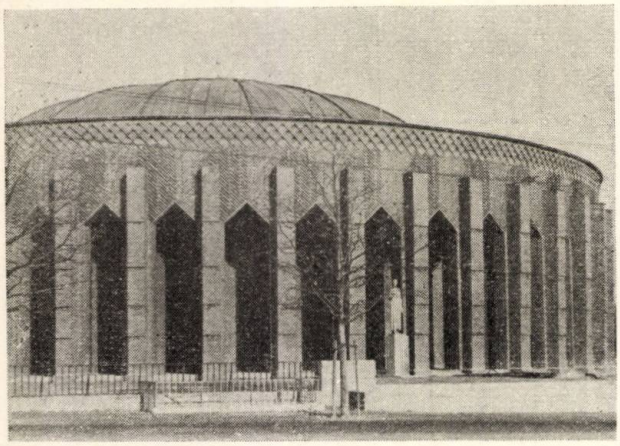
BIBLIOGRAFIE

[1] LEWIS A. D., WELLS F. H: *Millimicrosecond pulse techniques*, Pergamon Press Ltd. Londra, 1954.
[2] ARMITAGE, J. W., GASKIN, G., PHILLIPS, K.: *A cathode-ray tube oscilloscope for use in millimicrosecond pulse techniques*, Electr. Engng, 29 (1957), p. 364.
[3] *Sovremenniĭ catodnîĭ ostilograf*, partea III, culegere de articole sub redacţia lui I. S. ABRAMSON, Ed. lit. străină, Moscova, 1954.

Congresul şi expoziţia Interkama, 1957

CZ 681.2:621-52:061.3/.4(430)

Societatea ,,Nord westdeutschen Ausstellungs Gesellschaft" (NOWEA) a organizat la Düsseldorf (R.F.G.) între 2—10 noiembrie 1957 un congres internaţional cu expoziţie în domeniul tehnicii măsurătorilor şi automaticii, pe care l-a denumit prescurtat Interkama (Internationaler Kongress mit Ausstelung für Messtechnik und Automatik). Este prima manifestare de acest fel în Germania.



Rheinhalle (Düsseldorf).

În momentul în care literatura tehnică răspîndeşte ideile, concepţiile noi şi perspectivele automatizărilor complexe, cînd se pun în circulaţie denumiri noi ca ,,automation", cibernetică tehnică etc., cînd se vorbeşte de o nouă revoluţie industrială, era natural ca acest congres să stîrnească un interes viu în lumea specialiştilor. În plus, dat fiind că măsurătorile şi automatizările interesează toate domeniile industriale, energetice, de transport şi comunicaţii se putea sconta o participare foarte largă atît din interiorul cît şi din exteriorul Germaniei. Pînă la încheierea programului, nu s-a putut dispune de o listă definitivă a ţărilor reprezentate şi a numărului de delegaţi din străinătate. Pot fi citate însă delegaţiile foarte numeroase ale U.R.S.S., Franţei, Italiei, Angliei S.U.A., R.D.G., Elveţiei, Finlandei, Ungariei, Chinei, Indiei, ţărilor din America de Sud etc. Academia R.P.R. a delegat pe autorul acestei relatări să participe la lucrările primei Interkama.

Tema principală a manifestărilor ,,Interkama 1957" propusă de organizatori a fost : apropierea între teorie şi practică în domeniul specialităţilor enunţate prin titlu. Unul dintre cele mai importante scopuri urmărite a fost acela ca să se prilejuiască contactul personal între specialiştii în problemele de măsurători industriale, reglaje automate, comenzi automate, automatizări complexe, maşini de calcul etc. Apropiind pe producătorii de elemente de proiectanţii instalaţiilor complexe, pe oamenii de concepţie de beneficiari, pe tehnicieni şi oameni de ştiinţă, pe electricieni, fizicieni şi mecanici, pe specialiştii diverselor firme şi ţări, pe tehnicieni şi pe economişti ; prin schimbul de opinii, s-a urmărit să se contribuie la perfecţionarea metodelor actuale de producţie.

În cadrul acestei reuniuni tehnice internaţionale au avut lor următoarele manifestări : congresul internaţional al specialiştilor în domeniile anunţate, lucrările grupelor de specialitate VDE şi VDI cu participare internaţională, cursuri pentru instrumente şi expoziţie internaţională industrială, ştiinţifică şi istorică în acelaşi domeniu de specialitate.

Congresul s-a deschis în sala ,,Rheinhalle" de pe malul Rinului la data de 3 noiembrie. A prezidat prof. R. VIEWEG, conducătorul unui institut de cercetări al statului federal. După salutul ministrului economiei din guvernul federal, al primarului oraşului Düsseldorf şi al unui delegat american, au urmat două referate cu caracter festiv cu subiectele : importanţa măsurii asupra culturii precum şi despre instrumentaţie şi automatizare. Discursurile au fost retransmise simultan în limbile germană, franceză şi engleză, participanţii dispunînd de un mic receptor cu transistori, fără legătură la reţea. Audiţiile puteau fi recepţionate de la bufetul clădirii cum şi de pe terase.

Congresul a continuat a doua zi cu referate, care s-au ocupat cu probleme de normare, unităţi, nomenclatură, tipizări apoi o serie de referate despre tehnica măsurătorilor şi reglajului în domeniul energetic, reactoarelor nucleare, industriei chimice şi siderurgice. Unele referate au fost ţinute de participanţi din Franţa, Belgia etc. În total au fost 10 referate. Asupra reactoarelor nucleare s-a expus comportarea dinamică a reactoarelor (prin reprezentare matematică) şi s-a exprimat ecuaţia cinetică a reactorului şi ecuaţiile termodinamice. După exprimarea ecuaţiilor sistemului de comandă, au fost descrise procedeele şi aparatele utilizate pentru reglajul şi comanda reactoarelor nucleare.

Un referat s-a ocupat de problemele economice ale tehnicii măsurătorilor şi reglajului. Autorul a analizat critic metodele de calcul al costurilor. Prin controlul statistic al calităţii se pot vedea rezultatele introducerii acestor tehnici în industrie. Limitele de aplicare sînt determinate de consideraţii comerciale şi în special, prin influenţa asupra pieţelor de desfacere.

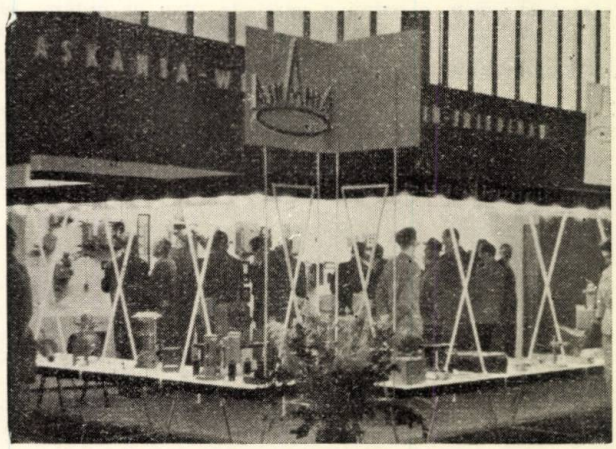
Celelalte referate s-au dezvoltat în jurul ideilor ce urmează.

În industria chimică se utilizează şi se dezvoltă aparate pe transmisia pneumatică. Autorul referatului a adus două exemple de utilizare.

În industria siderurgică nu s-a ajuns încă la automatizări complete, aceasta din cauza dificultăţilor,pe care le prezintă producţia discontinuă cum şi defectuozitatea unor traductoare speciale printre care cele de măsură a temperaturilor înalte. Industria metalurgică ea însăşi trebuie să ducă munca de cercetări în acest domeniu.

Biroul congresului a anunţat că nu poate da curs altor oferte de comunicări şi referate ale participanţilor din ţară şi străinătate din lipsă de timp.

Sedinţele de specialitate. După terminarea congresului, dedicat problemelor cu caracter general, în continuare au avut loc timp de trei zile şedinţele grupelor VDE-VDI specialitatea reglaj automat, cu participarea tuturor invitaţilor. Referenţii la aceste şedinţe au fost din interiorul Germaniei cu puţine excepţii, dintre care citäm pe W. PAWLENCO con-



Standul Askania

structor şef din Moscova care a ţinut referatul cu titlul ,,Analizator pentru controlul procedeelor tehnologice".

Referatele au expus unele dispozitive particulare de măsură şi reglaj.

Astfel, un referat s-a ocupat de instrumentele noi de control pentru uzinele de electricitate. Altul, s-a ocupat de compensatorii automaţi ca instrumente de măsură.

Cîteva referate au fost grupate în jurul problemelor tehnicii reglajului în telecomunicaţii, al centralelor termice, cazanelor de abur, al cuptoarelor din industria siderurgică.

În domeniul telecomunicaţiilor problemele discutate au fost reglajul nivelului zgomotului în telecomunicaţiile intercontinentale, despre conexarea în serie a regulatoarelor identice, metode de încercare a sistemelor de reglare a amplitudinii, reglarea frecvenţei la receptoarele de televiziune, reglajul surselor de curent, reglajul în sistemele de modulaţie.

Un referat s-a ocupat cu utilizarea calculatoarelor digitale în sistem de reglaj.

Mai multe referate s-au ocupat cu controlul şi reglajul fabricaţiei discontinue de la problemele teoretice cele mai dificile (W. OPPELT) pînă la aparatajul capabil să rezolve aceste probleme.

În total s-au ţinut 30 de referate.

În paralel cu şedinţele grupelor de specialitate, s-au ţinut lecţiile despre instrumente susţinute de către firmele producătoare de elemente de măsură, control şi automatică.

Scopul acestor lecţii a fost să se strîngă contactul între producătorii şi utilizatorii aparatajului, să informeze un număr mai mare de persoane asupra funcţionării, întreţinerii şi etalonării unor aparate noi. Aceste lecţii, avînd durata de aproximativ două ore, s-au ţinut simultan în zece săli, timp de trei zile, cîte patru pe zi.

Dintre aparatele care au constituit obiectul lecţiilor citez : vectormetru şi măsurătorul de pierderi la tolele electrotehnice ale firmei AEG, regulatorul electric Askania, regulatorul pneumatic Debro-Werk, calculatorul analogic Güttinger AR 2, regulatoarele Hartmann- Braun, regulatorul electronic Hydro, regulatoarele de nivel Sunvic etc.

Expoziţia a completat şi ilustrat lucrările congresului. Ea a cuprins mai multe secţiuni : istorică, ştiinţifică şi industrială, care a fost cu mult cea mai mare. Secţiunea istorică a expoziţiei a prezentat piese din muzeele istorice ale Germaniei, în marea majoritate statui ale oamenilor de ştiinţă celebri în domeniul tehnicii măsurătorilor şi instrumente de măsură din cele mai vechi timpuri. Secţiunea ştiinţifică a fost consacrată instrumentelor şi aparatelor de măsură şi reglaj construite special în scopul cercetărilor ştiinţifice şi didactice.

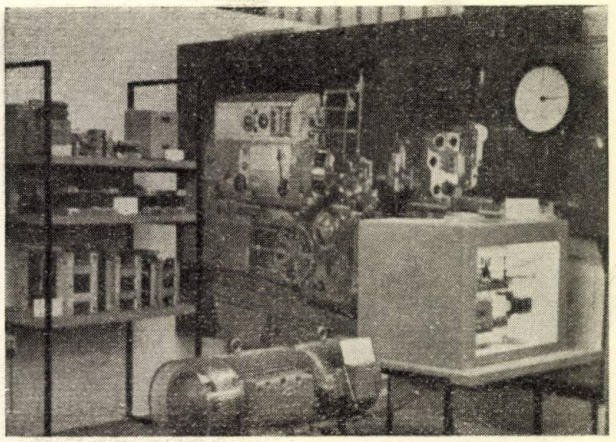
Piesele expuse aparţineau în marea lor majoritate institutelor de învăţămînt superior. În total aceste două secţiuni au ocupat o mică parte din una din cele patru hale mari în care s-a întins expoziţia. Restul halelor au fost împărţite în standuri cedate firmelor industriale constructoare de instrumente de măsură şi elemente de reglaj automat.

În mijlocul halelor expoziţiei s-a organizat un loc de întîlnire şi informare pentru toţi participanţii, prevăzut cu bufete şi ghişee pentru toate serviciile mărunte, care evitau orice deplasare în afara teritoriului expoziţiei (ghişee pentru poştă, telefon, bancă, bilete de tren şi avion, bilete pentru spectacole, librărie etc.).

Expoziţia industrială a urmărit, în primul rînd, ilustrarea tehnicii utilizării dispozitivelor de reglaj automat. La expoziţia industrială au participat 179 firme germane şi 149 firme străine din 11 ţări. Am remarcat standuri ale firmelor din S.U.A., Elveţia, Olanda, Belgia, Italia, Franţa, R.P.U., Danemarca etc. Cele mai întinse şi bogate standuri au fost ale firmelor AEG, Siemens, BBC-Mannheim, Hartmann şi Braun.

Expoziţia industrială a demonstrat clar că tehnica reglajului automat s-a dezvoltat din două direcţii deosebite, pe de o parte din tehnica măsurătorilor, pe de altă parte din tehnica sistemelor de comandă automată a mecanismelor şi a lăsat să se întrevadă automatizarea complexă care trebuie să fie sinteza lor.

Expoziţia industrială a cuprins : instrumente de măsură pentru mărimi electrice ; dispozitive de reglaj şi relee de măsură pentru producţia, distribuţia şi utilizarea energiei electrice ; aparataj, dispozitive şi instalaţii electrice de control industrial ; aparate de măsură şi control pentru telecomunicaţii ; aparate şi instalaţii pentru cercetări ştiinţifice şi analize ; elemente sensibile de măsură şi instalaţii de măsură pentru mărimi mecanice optice, acustice şi pentru mărimi fizico-chimice ; elemente de reglaj automat pentru mărimi mecanice, optice, acustice, şi fizico-chimice ; instalaţii de reglaj şi de automatizare complexă, cabine de comandă şi control centralizat ; maşini de calcul. Instalaţiile de reglaj automat şi automatizări complexe, cuprinzînd cabine de comandă şi control centralizat au atins următoarele domenii : producerea şi distribuţia energiei (aburi, amenajări hidraulice, electricitate, gaz, aer comprimat, cărbune) ; pentru ape utile şi reziduale ;



Standul Siemens (parţial)

aplicaţii industriale (mine, siderurgie, neferoase, materii de construcţie, chimice, lemn, textile, hîrtie, alimentare, transporturi) etc.

Standurile cuprindeau modele în funcţiune de instalaţii şi agregate. În dreptul fiecărei instalaţii erau sertare cu foi tipărite cuprinzînd descrierea tehnică. Unele firme elveţiene aveau, în dreptul instalaţiilor expuse, furci telefonice care la comandă dădeau toate explicaţiile tehnice.

Este de remarcat dezvoltarea din ce în ce mai mare a dispozitivelor de măsură electronice şi cu transistori pentru a se obţine semnale de comandă a instalaţiilor de automatizare, utilizarea pe scară mare a maşinilor analoge de calcul cu sarcină limitată la rezolvarea mereu a unei singure ecuaţii ca element al unei automatizări complexe, utilizarea mai răspîndită a mutatoarelor ca amplificatoare finale în sistemele automate de acţionare şi a transductoarelor ca elemente de reglaj şi amplificare intermediară, importanţa crescîndă a cabinelor centrale de comandă, control şi dispecing etc.

Participanţilor le-a stat la dispoziţie un catalog al expoziţiei, care îndruma la locul de expunere după mai multe criterii şi un anume cod alfabetic al obiectelor, clasificare pe domenii tehnice, situarea spaţială a standurilor etc.

În timpul duratei congresului s-a organizat vizitarea fabricii J. Haenkels & Co. din Düsseldorf.

Revistele de specialitate au scos ediţii consacrate congresului care publicau comunicările firmelor industriale asupra noutăţilor expuse.

Concluzii. Congresul şi expoziţia „Interkama 1957" au dovedit că ştiinţa şi realizările fizice în domeniul automatizărilor trebuie să propăşească în acelaşi ritm.

Congresul nu a strălucit prin comunicări la nivelul ştiinţific foarte înalt ci s-a preocupat foarte mult de problemele tehnice şi practice, în timp ce expoziţia a lăsat să se întrevadă munca sistematică teoretică necesară atingerii stadiului actual. Interkama a arătat că progresul tehnico-ştiinţific trebuie să se bazeze pe posibilităţile uriaşe ale industriei şi pe baza materială pe care industria o poate oferi. Colaborarea intensă între teoreticieni şi practicieni trebuie să fie deviza realizărilor viitoare.

Conf. ing. D. DAMSKER
membru al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

Prima Conferinţă a electricienilor din R.P.R.

CZ 621.3:061.3 (R)

Pentru prima oară în ţara noastră, electricieni din toate ramurile economiei naţionale şi din toate domeniile de activitate s-au întrunit într-o conferinţă pe ţară. Conferinţa, organizată de comitetul secţiei Energetică şi Electrotehnică a Consiliului Central A.S.I.T., s-a ţinut la Bucureşti, între 11 şi 14 noiembrie 1957. Ea a dat electricienilor posibilitatea să-şi prezinte şi să-şi discute realizările şi i-a mobilizat pentru noi realizări în introducerea tehnicii noi în toate ramurile economiei naţionale.

Prezidul Conferinţei

În şedinţa plenară de deschidere (11 noiembrie), importanţa introducerii pe scară largă a electronicii şi automatizărilor, atît în economia naţională, ca mijloc de creştere a productivităţii muncii, cît şi în laboratoare, ca mijloc de cercetare ştiinţifică, a fost arătată de tov. DUMITRU SIMULESCU, adjunct al Ministrului Transporturilor şi Telecomunicaţiilor, care, vorbind apoi de sarcinile de viitor, a cerut industriei electrotehnice din ţară să fabrice cît mai curînd piese şi elemente electronice şi de automatizare şi a subliniat rolul însemnat al A.S.I.T. pentru dezvoltarea largă a cercetării tehnico-ştiinţifice şi tehnico-economice în fiecare loc de muncă.

După şedinţa plenară de deschidere, lucrările conferinţei au continuat pe 3 secţii; una de energetică, alta de electrotehnică şi a 3-a de telecomunicaţii. electronică şi automatizări.

În secţia a 3-a au fost expuse şi dezbătute 18 referate. Expunerile şi discuţiile au fost precedate de două rapoarte generale de prezentare redactate de prof. ing. SERGIU CONDREA.

Trei dintre referate au prezentat realizări de peste hotare, şi anume: progresele realizate de R. P. F. Iugoslavia în toate domeniile electronicii şi telecomunicaţiilor (ing. STJEPAN ŽGURIĆ, R.P.F.I), realizările remarcabile ale industriei R.P. Ungare de aparate de măsurat în tehnica undelor decimetrice şi centimetrice (ing. ALMASSY GYÖRGY, R.P.U.) şi unele rezultate recente în electrofizică (prof. ing. TUDOR TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R.).

Alte 14 referate, semnate de 24 autori, au prezentat unele studii şi realizări romîneşti remarcabile în următoarele domenii: aparate electronice de măsură şi de încercare, reglajul automat discontinuu prin mijloace electrice, linii fizice de telecomunicaţii, radiorelee, centrale telefonice automate şi electroacustică. Trebuie remarcat însă că în ţară există preocupări şi realizări mult mai bogate decît reiese din aceste referate, atît în domeniile arătate, cît şi în altele, cum sînt cibernetica, maşinile electronice de calculat, semiconductoarele, materialele magnetice noi, reglajul automat continuu, radiodifuziunea pe unde metrice cu modulaţie de frecvenţă, televiziunea, elementele de telecomunicaţii (amplificatoare, oscilatoare, modulatoare, filtre, antene, etc) centralizările feroviare, etc. Tocmai pentru a umple în parte această lacună a conferinţei, profesorii ingineri G. CARTIANU, S. CONDREA şi EDM. NICOLAU au elaborat un referat de scurtă prezentare, pe probleme, a principalelor rezultate ale cercetărilor de electronică şi telecomunicaţii din ultimii ani din ţara noastră şi a direcţiilor actuale ale acestor cercetări.

Discuţiile din şedinţele secţiei şi răspunsurile la întrebări au adus complectări interesante materialului prezentat în referate.

Astfel, prof. T. TĂNĂSESCU a dat unele lămuriri despre felul cum tuburile ionice din sistemul de alimentare a electromagnetului sincrofazotronului de 10 BeV de la Dubna trec de la regim de redresoare la regim de mutatoare (şi aceasta tocmai în momentul de maxim al curentului, ceea ce sporeşte dificultăţile).

Ing. STJEPAN ŽGURIĆ (R.P.F.I.)

Defectoscoapele ultrasonice au stîrnit un interes deosebit printre inginerii din diferite ramuri de producţie. Răspunzînd la întrebări, conf. ing. ROMAN STERE a făcut o comparaţie

între defectoscoapele ultrasonice şi cele cu raze X şi a arătat că e necesar ca în cursul anului 1958 să se producă în serie mare defectoscoape ultrasonice cu 4 frecvenţe de lucru şi să se studieze posibilităţile de a realiza defectoscoape cu

Prezidiul Secţiei a III-a

frecvenţe destul de reduse pentru a fi folosite la betoane (atît pentru găsirea fisurilor, cît şi pentru măsurarea constantelor elastice); de asemenea se vor studia posibilităţile de a se aplica incidenţa oblică a fascicolului ultrasonic.

Transfermetrul cu tub catodic (A. MORARU şi M. POPOV) a fost apreciat în cursul discuţiilor ca o realizare deosebit de valoroasă.

Din lămuririle date de ing. E. TARINĂ asupra precauţiunilor luate pentru a asigura stabilitatea în timp a etalonării osciloscoapelor pentru studiul impulsurilor, a rezultat că această stabilitate este bună.

Răspunsurile ing. M. STERU asupra umidometrelor pentru

Ing. ALMASSY GYÖRGY (R.P.U.)

cereale au arătat că sursa principală de erori la umidometrele electrice, este modul de traducere a valorii umidităţii în mărime electrică (deoarece, la aceeaşi valoare a umidităţii, chiar cereale cu acelaşi nume au caracteristici electrice diferite), dar că aceste umidometre nu sînt inferioare celor cu raze infraroşii.

Interesul pe care stroboturometrul realizatde ing. D. MEHEDINŢI l-a stîrnit datorită avantajelor pe care le prezintă faţă de cele de import s-a vădit în numeroasele întrebări puse autorului. Răspunsurile date au dovedit că aparatul îndeplineşte cerinţele.

Din discuţii a reieşit că aparatele electrice şi electronice de măsurare a temperaturilor, a deformaţiilor (şi totodată a tensiunilor interne), a căldurii interne de hidratare şi a umidităţii în diferite puncte din interiorul unui masiv de beton sînt bune şi deci că autorii lor au dat un ajutor însemnat pentru marile lucrări în beton, cum sînt cele de la Bicaz, unde se folosesc aceste realizări.

Lucrarea ing. N. ŞTEFĂNESCU asupra perspectivelor reglării automate a parametrilor maşinilor electrice în sisteme dis-

Prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU

continue prin impuls în R.P.R. a fost apreciată ca foarte interesantă şi de mare utilitate tehnică.

Rezultatele remarcabile, care au trecut de graniţele ţării noastre, obţinute în algebra schemelor cu contacte şi relee

de un colectiv condus de acad. GR. MOISIL, au fost prezentate de ing. GH. IOANIN, care, făcînd parte din acel colectiv, a adus contribuţii proprii în acest domeniu nou. Întrebările au fost foarte numeroase. Din discuţia dacă această algebră este tot atît de însemnată pentru centralele telefonice automate cum e pentru maşinile electrice de calculat şi pentru centralizările feroviare, pare a se desprinde concluzia că da. S-a făcut apel la tehnicienii de specialitate să colaboreze cu matematicienii pentru a rezolva împreună problemele aplicării acestei algebre, precum şi a calculului probabilităţilor, la proiectările de centrale telefonice automate, pentru a întări astfel bazele ştiinţifice ale acestor proiectări.

Lucrările Conferinţei Electricienilor s-au închis la 14 noiembrie, cu o şedinţă plenară în care au luat cuvîntul, printre alţii, prof. ing. SERGIU CONDREA, care a făcut sinteza lucrărilor secţiei a 3-a, ing. GH. GASTON MARIN, care a arătat realizările cele mai însemnate ale electricienilor din R.P.R., sarcinile lor de viitor şi rolul A.S.I.T. în mobilizarea lor pentru noi realizări. Înainte de a închide lucrările Conferinţei, prof. dr. ing. STEFAN BĂLAN a exprimat dragostea şi recunoştinţa participanţilor faţă de Partidul Muncitoresc Romîn şi faţă de Guvernul R.P.R.

Lucrările Conferinţei au arătat că inginerii şi tehnicienii romîni sînt capabili de realizări tehnico-ştiinţifice remarcabile şi că este necesară crearea condiţiilor şi mobilizarea inginerilor şi tehnicienilor pentru dezvoltarea largă a cercetărilor la locul de producţie, în complectarea cercetărilor în problemele de bază, care să se facă şi de aci înainte în institutele existente şi eventual şi într-un nou institut, special pentru electronică şi telecomunicaţii.

Astfel de conferinţe sînt foarte utile şi este de dorit ca ele să se ţină periodic.

Conferinţa despre camerele Wilson, cu difuzie şi cu bule Dubna (U.R.S.S) 11—16 noiembie 1957

CZ 621.387.422 : 061.3 (S)

Camera Wilson, unul din cele mai vechi mijloace de detecţie a particulelor ionizante, continuă să fie încă extrem de utilă cercetărilor de fizică nucleară. În plus, în anii următori, s-au adăugat camerele cu difuzie care se bucură de o sensibilitate continuă şi — relativ recent — camerele cu bule, special destinate pentru detecţia particulelor de energii înalte. Grupul acesta de aparate detectoare, pe scurt numite camere, este nelipsit din laboratoarele de fizică nucleară. În luna noiembrie, Institutul unificat de cercetări nucleare cu sediul la Dubna (U.R.S.S.) a organizat o conferinţă cu participarea tuturor ţărilor membre ale institutului, dedicată tehnicii experienţelor cu camere.

Prima zi a conferinţei, deschisă de preşedintele comitetului de organizare, profesorul chinez VAN-GAN-CIAN, a fost dedicată noutăţilor în materie de camere Wilson. Au fost prezentate noi variante constructive cu performanţe ridicate, ca de exemplu camere cu supracompresie, care au un timp mort scurtat, camere instalate în cîmp magnetic continuu sau în impulsuri etc.

Ziua doua a fost dedicată camerelor cu difuzie iar ziua a treia camerelor cu bule. Numeroasele detalii constructive prezentate au prilejuit un fructuos schimb de experienţă între participanţi. S-au remarcat studiile care tindeau să fundamenteze teoria modului de funcţionare şi proceselor din camera cu difuzie, construcţiile de camere cu difuzie la presiuni înalte, camerele cu bule de dimensiuni mari.

Afară de construcţia camerelor propriu-zise, conferinţa a acordat atenţie şi aparaturii anexe. O serie de referate au fost dedicate aparaturii de iluminat şi fotografiat cum şi metodicii de prelucrare a fotografiilor pentru obţinerea de măsurători de precizie în timp scurt.

Mult interes a stîrnit dezbaterea problemei automatizării prelucrării fotografiilor, operaţie pînă acum extrem de penibilă şi înceată. În esenţă, este vorba de automatizarea a două procese : automatizarea explorării şi găsirea urmelor purtătoare de informaţii (dire, furci, stele) şi automatizarea măsurătorilor asupra acestora pentru a exprima informaţiile în mod cantitativ.

În ziua a patra, şedinţa de dimineaţa a fost consacrată experienţelor care pot fi duse la bun sfîrşit cu ajutorul camerelor. Au participat cu referate un grup de teoreticieni care au propus iniţierea unor experienţe care să furnizeze informaţii fructuoase în problemele actuale ale fizicii nucleare. Atenţia a fost focalizată pe problema neconservării parităţii şi — legat de aceasta — de măsurători cu ajutorul camerelor asupra polarizării electronilor rezultaţi din dezintegrarea mezonilor K.

Ziua de 15 noiembrie a fost rezervată pentru vizitarea laboratoarelor Institutului Unificat. Participanţii la conferinţă au vizitat laboratorul de energii înalte, instalat pe lîngă sincrofazotronul de 10 GeV şi laboratorul de probleme nucleare de pe lîngă sincrociclotronul de 680 MeV. Afară de acceleratoarele propriu-zise, participanţii au avut ocazia să vadă o serie de camere, în special cu bule, cum şi aparatură anexă (stereoproiector etc.) despre care se comunicase în zilele precedente.

În ultima zi, înainte de închiderea conferinţei, s-au discutat rapoartele comisiilor permanente create pe lîngă Institutul unificat, care se vor ocupa cu schimb de informaţii şi unificarea (standardizarea), în măsura posibilului, a construcţiilor de camere, cum şi de aparatura anexă, în special de automatizare a prelucrării fotografiilor obţinute cu ajutorul camerelor.

De remarcat că delegaţia romînă la această conferinţă a prezentat, prin prof. NIC. MARTALOGU, o comunicare aparţinînd acad. prof. HORIA HULUBEI, prof. NIC. MARTALOGU, D. NEAGU intitulată : „Camera Wilson cu funcţionare rapidă pentru acceleratoare". Comunicarea cercetătorilor romîni a stîrnit un interes deosebit în rîndul delegaţilor care au cerut, la discuţii ca şi pe cale neoficială, numeroase detalii suplimentare.

Ing. I. LEIBOVICI

RECENZII

STERE, R.: **Tranzistorul — Principii şi circuite**, Editura Tehnică, Bucureşti, 1957, 96 p.

CZ 621.314.7

Utilizarea tranzistoarelor în electronică a crescut extrem de mult în ultimii ani, datorită calităţilor superioare ale acestora în unele aplicaţii faţă de cele ale tuburilor electronice. Mai mult decît atît, tranzistorul se va răspîndi încă din ce în ce mai mult în viitor. Aceste considerente determină extrema utilitate a unei lucrări în limba romînă, special consacrate acestei probleme. Autorul prezintă aci principiile fundamentale ale tranzistorului împreună cu circuitele de bază ale acestora, destinate principalelor aplicaţii.

Lucrarea conţine o introducere şi trei capitole mari. După ce în introducere se enumeră principalele superiorităţi ale transistoarelor faţă de cele ale tuburilor electronice, în capitolul I se tratează bazele fizice ale transistoarelor. În acest scop se prezintă unele noţiuni fundamentale din fizica solidului, necesare înţelegerii principiilor fundamentale de funcţionare ale transistoarelor: nivelele de energie în solide, probleme de cristalografie microscopică, proprietăţile fundamentale ale semiconductorilor şi a joncţiunilor de semiconductori, principiul de funcţionare al tranzistorului şi date constructive ale acestuia.

Capitolul II al lucrării conţine caracteristicile statice şi circuitele echivalente ale tranzistoarelor. Astfel după ce se fac anumite consideraţiuni cu caracter general, se tratează caracteristicile statice ale tranzistorului cu contacte punctiforme, precum şi cele ale tranzistorului cu joncţiuni. Pe baza acestora se dezvoltă o analogie între tranzistor şi tubul electronic, după care se tratează circuitele echivalente de diverse tipuri ale tranzistoarelor, indicîndu-se avantajele şi dezavantajele fiecăruia dintre ele. În continuare capitolul conţine legătura dintre parametrii tranzistorului şi caracteristicile acestuia, variaţia parametrilor cu punctul de funcţionare, efectele temperaturii asupra parametrilor şi caracteristicilor, arătîndu-se că aceste efecte puternice limitează posibilităţile de utilizare ale tranzistorului. În încheiere capitolul conţine un paragraf privitor la zgomotul tranzistorului.

Capitolul III al lucrării conţine circuitele cu tranzistoare. În primul rînd se stabilesc relaţiile de bază pentru un etaj amplificator, montat fie cu baza, fie cu emiterul, fie cu colectorul la masă, după care se trece la amplificatorul cu mai multe etaje. Se expun apoi problemele fundamentale ale etajelor amplificatoare de putere cu tranzistor, în domeniul frecvenţelor audio. Comportarea tranzistorului şi circuitul său echivalent la frecvenţe înalte constituie obiectul paragrafelor următoare, tratîndu-se totodată schemele amplificatoare de înaltă frecvenţă de tranzistoare. În continuare capitolul conţine problemele privind generarea oscilaţiilor prin montaje cu tranzistoare. Se tratează astfel oscilatorii sinusoidali şi multivibratoarele cu tranzistoare. În ultima parte capitolul conţine cîteva scheme complete cu tranzistoare, utilizate în diverse aplicaţii.

În încheiere, autorul, după ce face o comparaţie între tranzistor şi tubul electronic din punctul de vedere al caracteristicilor şi al posibilităţilor de utilizare, conchide că în viitorul apropiat utilizarea tranzistorului în schemele electronice va fi din ce în ce mai mare, tinzînd să înlocuiască tubul electronic.

Fără a fi epuizat toate problemele ridicate de tranzistor, ceea ce nici nu era scopul lucrării şi nici nu permitea volumul corespunzător (în această direcţie s-au scris pînă în prezent sute de lucrări şi mii de articole), lucrarea prezintă totuşi principiile fundamentale legate de utilizarea tranzistorului, pe baza cărora se poate aborda apoi orice fel de lucrare din acest domeniu. Expunerea problemelor este accesibilă nu numai inginerilor, ci chiar şi tehnicienilor, făcînd astfel ca în aceste probleme moderne să se poată iniţia un număr cît mai mare de lucrători din domeniul electronicei.

Toate acestea determină valoarea lucrării, confirmată de altfel şi de epuizarea ei în numai cîteva zile de la apariţie.

Gh. R. I.

THOMASON I. G.: **Analiza sistemelor lineare cu reacţie.** Pergamon Pres Ltd. London, 1955, 355 p.

CZ 621.375.13

Lucrarea constituie o tratare analitică a problemelor legate de sistemele lineare cu reacţie, de importanţă fundamentală în electronică şi automatică. Cartea conţine 11 capitole şi o anexă. Primul capitol are un caracter introductiv şi este dedicat analizei regimului staţionar în circuitele electrice. Se tratează astfel ecuaţiile generale ale reţelelor pe ochiuri şi la noduri şi se discută rezolvarea acestora.

Capitolul următor este dedicat transformatei Laplace şi utilizării acesteia în analiza regimului tranzitoriu în reţelele electrice. Se insistă asupra noţiunii de funcţie de transfer şi asupra reprezentării acesteia în funcţie de localizarea zerourilor şi polurilor sale.

Capitolul III cuprinde aplicaţiile transformatei Laplace în studiul răspunsului reţelelor, precum şi cîteva noţiuni de bază privind teoria filtrelor electrice.

Următorul capitol conţine proprietăţile de bază privitoare la circuitele cu reacţie şi utilizarea acestora în cazul amplificatoarelor electronice.

Capitolul V conţine principiile de bază ale proiectării etajelor de amplificare, analizîndu-se problemele în cazul unui singur etaj, cît şi acelea privind cuplajul între două etaje.

Capitolul următor este dedicat studiului stabilităţii sistemelor cu reacţie. În acest scop se consideră expresia funcţiei de transfer în cîteva cazuri simple şi se discută stabilitatea pe baza rezolvării algebrice a ecuaţiei caracteristice corespunzătoare. În continuare, pe baza expunerii proprietăţilor funcţiilor de variabilă complexă, se stabileşte criteriul Nyquist care se aplică în cîteva cazuri simple.

În capitolul VII se tratează mai departe funcţiile de variabilă complexă şi se trece apoi pe această bază la stabilirea relaţiilor generale privind partea reală şi partea imaginară a funcţiei impedanţă a unei reţele, după care se tratează realţiile dintre caracteristica de atenuare şi ce-a de fază a unei reţele (relaţiile lui Bode).

Capitolul VIII este consacrat metodelor de stabilizare folosite în amplificatoarele cu reacţie. În acest scop se utilizează caracteristicile de amplitudine şi cele de fază şi se consideră o serie de tipuri de reţele de stabilizare, indicîndu-se modul de proiectare al acestora.

În capitolul următor se studiază o serie de tipuri de amplificatoare cu reacţie. Pe baza ecuaţiilor generale corespunzătoare se deduce amplificarea în fiecare caz în parte, iar pe baza caracteristicilor de atenuare şi de fază se stabilesc reţelele de stabilizare adecvate în cîteva cazuri. Cazurile considerate sînt însoţite de exemple numerice ilustrative.

Capitolul X conţine circuitele de calcul de diferenţiere şi integrare care folosesc amplificatoare cu reacţie. Se stabilesc relaţiile generale de calcul şi caracteristicile generale de frecvenţă.

Ultimul capitol al lucrării conţine problema surselor de alimentare stabilizate (stabilizatoare de tensiune şi stabilizatoare de curent). Se prezintă mai multe montaje fundamentale, împreună cu caracteristicile acestora.

Apendicele lucrării conţine un dicţionar privind transformarea Laplace directă şi inversă. Lucrarea conţine un material extrem de important pentru problemele moderne de electronică, tratat într-un mod riguros, dar şi plăcut. Expunerea unitară a problemelor fundamentale privind circuitele lineare cu reacţie este foarte valoroasă, întrucît aceste chestiuni au devenit astăzi foarte importante în întreaga electronică.

Gh. R. I.

Factori de siguranţă în funcţionare la aparatajul electronic de teren. Sub redacţia lui KEITH HENNEY. Mc. Graw-Hill Book Co., New York, Toronto, London, 1956.

CZ 621.396.6.004

Pînă nu de mult, în centrul atenţiei inginerilor radioelectronicieni şi a industriei de specialitate erau aparatele de recepţie de radio şi televiziune destinate uzului casnic

(„home-radio"). Aceasta se explică prin cifra de afaceri ridicată, prin marele succes de public al radioului şi televiziunii. Modul de a concepe constructiv aparatura electronică a fost mult influenţat de această situaţie. A devenit însă repede evident, o dată cu răspîndirea şi complexitatea adesea colosală a aparaturii electronice în armată şi în industrie, că aceste concepţii trebuie înlocuite urgent.

Într-adevăr, aparatul electronic destinat „terenului", care merge în uzine, schele, mine, laboratoare, sau va fi utilizat de forţele armate terestre, navale şi aeriene trebuie să facă faţă unor cerinţe deosebite, incomparabil mai grele decît un receptor casnic. Citäm în primul rînd :

a. *Condiţii grele de mediu ambiant* ca, de exemplu, vibraţii, şocuri, temperaturi foarte înalte sau foarte joase, altitudine, umiditate etc.

b. *Complexitatea* în continuă creştere a instalaţiilor electronice în industrie şi armată (pe un port avion numărul tuburilor electronice simultan în funcţiune se ridică la circa 12 000).

c. *Importanţa vitală* a funcţionării fără pană a aparatelor electronice. O pană poate provoca serioase pierderi materiale sau chiar de vieţi omeneşti.

Lucrarea recenzată este o dovadă că problema lipsei de siguranţă, a defectelor frecvente, mai ales la aparatura radiotehnică militară, a provocat serioase îngrijorări forurilor guvernamentale şi industriale din S.U.A. Lucrarea citează cîteva date din care spicuim : în 1949, circa 70 % din aparatura electronică a marinei militare americane avea diverse defecte ; în timpul celui de-al doilea război mondial, pînă la 60 % din aparatura pentru aviaţie transportată pe mare spre est s-a dovedit avariată la sosire ; instalaţiile radar se află în reparaţie 84 % din timpul total de exploatare.

Aceste simptome sînt agravate încă mai mult de costul ridicat al electronicii. De exemplu, aparatura radioelectronică de pe un bombardier cu reacţie modern costă suma fabuloasă de 750 000 de dolari. Starea aceasta de lucruri a impus luarea de măsuri urgente. Au fost constituite numeroase comisii de studiu şi avizare, militare, civile sau mixte, care să indice căile de soluţionare a problemei siguranţei în funcţionare. Însăşi cartea recenzată este rezultatul unui studiu întreprins la cererea armatei. Ea prezintă interes pentru cercurile largi de proiectanţi radio şi militează pentru crearea specialităţii „siguranţă în funcţionare" în cadrul electronicii.

Lucrarea strînge la un loc şi sistematizează o serie de rezultate altminteri greu accesibile, răspîndite în articole, rapoarte interne, materiale statistice şi dări de seamă ale conferinţelor şi simpozioanelor. În acest mod ea capătă aspectul unui manual extrem de util inginerului proiectant de aparate electronice.

Varietatea domeniilor de studiu pe care le implică noua disciplină a „siguranţei în funcţionare" este enormă. Răsfoind cartea, cititorul se întîlneşte cu noţiuni de mecanică, termotehnică, statistică matematică, meteorologie, chimie, biologie, psihologie, în afară de electronică. Din această intersecţie de specialităţi, cititorul poate face o bogată recoltă de idei şi puncte de vedere noi.

Siguranţa în funcţionare trebuie încorporată în aparat o dată cu proiectarea lui. Aceasta este teza de bază a autorilor. Manualul se adresează inginerului proiectant şi este croit pe măsura lui. El tinde să formeze un proiectant cu vederi largi, care să ţină seama în munca lui de creare a prototipurilor de toate fazele vieţii unui aparat electronic, de la întocmirea caietului de sarcini trecînd prin alcătuirea schemei bloc, a schemei de principiu, proiectul de montaj cu partea mecanică (punctul slab al multor ingineri electronişti), tehnologia, finisajul, împachetarea, redactarea documentaţiei tehnice a aparatului, pînă la transport, instalare pe teren şi întreţinere.

Bogăţia conţinutului lucrării recenzate reiese şi din trecerea în revistă a sumarului.

Primul capitol, intitulat : „Noţiuni de siguranţă", cuprinde un istoric al cercetărilor întreprinse în S.U.A. pe această temă, precizează — cu ajutorul unor definiţii — modul de a pune problema şi apreciază perspectivele de viitor. Acestea din urmă se pot rezuma astfel : ori siguranţa creşte considerabil, o dată cu complexitatea crescîndă şi pe măsura ei, ori aparatele noastre vor fi perfecte... dar nu vor lucra.

Capitolul al doilea „Cauze de nesiguranţă" prezintă unele rezultate ale statisticilor întreprinse. Defectele sînt cauzate fie de stricarea cîte unui organ intern (tub electronic, rezistenţă, condensator, transformator etc.), fie ca urmare a proastei proiectări sau a proastei întreţineri. Se lansează ideea interesantă că în costul unui aparat trebuie incluse şi cheltuielile de întreţinere. În acest fel, unele aparate socotite ieftine se dovedesc de fapt scumpe.

În capitolul al treilea, „Aspecte de sistem", se discută principiile de interconectare a aparatelor în sistemele în care vor lucra. Încă înainte de începerea proiectării se impune cunoaşterea perfectă a condiţiilor de pe teren.

Capitolul 4 : „Punctul de vedere matematic", cuprinde o introducere în aplicarea legilor statisticii la problema defectării aparatelor.

Următoarele capitole sînt cele mai substanţiale. Astfel, capitolul 5 : „Factorii electrici şi electronici" se ocupă pe larg de proiectarea circuitelor, de măsurile de precauţie şi „trucurile" utilizate pentru a mări siguranţa şi stabilitatea în condiţii grele sau la variaţii ale diverşilor parametri. Se dau numeroase exemple de circuite preferate din acest punct de vedere.

Capitolul 6 are drept titlu „Factori mecanici şi de mediu ambiant". Se ştie că aparatura radio militară trebuie să poată suporta condiţii grele. Se iau în considerare numeroase probleme, ca de exemplu : disipaţia căldurii, condiţii meteorologice (umezeală, praf, mucegai), şocuri şi vibraţii etc. La sfîrşit se prezintă trei metode moderne de construcţie : miniaturizarea, încapsularea şi ermetizarea, care se compară între ele din punctul de vedere al siguranţei.

Capitolul 7, cu titlul : „Umano tehnica", este de factură originală. Autorii consideră factorul om ca parte din sistemul tehnic şi accentuează necesitatea adaptării aparaturii la posibilităţile fizice şi psihice ale operatorului. Se discută în această ordine de idei probleme variate, de la dimensiunile organelor de manevră. la reducerea oboselii, a timpului de răspuns, a erorilor etc.

Capitolul 8 cuprinde numeroase informaţii despre părţile componente piesele din care sînt alcătuite aparatele : tuburile în primul rînd, dar şi rezistenţe, condensatoare relee, bobine etc. Se dau indicaţii de alegere a acestora pentru a evita penele datorite utilizării greşite a unor piese.

Restul capitolelor, de la 9 la 12, se ocupă de interferenţa dintre diverse instalaţii alăturate, de tehnologia producţiei automate în electronică, de documentaţia care însoţeşte aparatul şi de întreţinere.

Era dificil ca, în stadiul actual al problemei, manualul să nu sufere de eclectism. Ceea ce se şi întîmplă.

Nu toate datele şi sursele citate sînt la fel de importante sau plauzibile. Numeroase probleme ridicate de practică rămîn nesoluţionate, materialul faptic adunat fiind încă insuficient. Autorii recunosc de altfel în prefaţă că manualul suferă de superficialitate. Totuşi, este un început util, iar inginerul proiectant de aparate electronice care l-a parcurs se înarmează cu o serie de soluţii şi este stimulat să caute altele, încetează de a mai desconsidera o serie de factori şi rămîne cu impresia că va mai simţi nevoia să facă apel la acest manual. *I.L*

СОДЕРЖАНИЕ

POWELL, C.F.:

Воззвание и ученым

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 1—2.

Совещание Центрального Совета Научного Общества Инженерно-Технических Работников (АСИТ), от Февраля 1958 г.

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 3—6.

ДК 621—52 : 37

Передовая:

Передовая инициатива: курсы по автоматике для инженеров из цроизводственных предприятий

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 7.

ДК 621.375.68 : 621.375.3

BĂLĂ, C.:

Усилительные машины и магнитные усилители.

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 8—15.

Рассмотрены принципы работы усилителей машин и магнитных усилителей, анализ полученых выражений для постоянных времени и для коэффициентов усиления по мощности приводят к заключению, что при тех же ферромагнитных материалах, использованных в производстве усилителей, элекромашинные усилители выгоднее магнитных. При использовании специальных магнитных материалов магнитные усилители обладают примерно теми же качествами, что и электромашинные усилители.

Электромашинные усилители составляют основные усилители мощности в большинстве схем управления; применение магнитных усилителей для предварительного усиления приводит к упрощению схем использованных для улучшения устойчивости.

ДК 621.365.92 : 621.373.4.072.86

VAZACA, CHR.:

Экспериментальный электронный генератор для диэлектрического нагрева с автовматической настройкой нагрузки.

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 16—22.

Описан электроный генератор для диэлектрического нагрева на 1,25 квт и 30 мгц. Поддержание оптимальных условий работ осуществляется приспособлением автоматической настройки нагрузки, которое регулирует емкость колебательного контура посредством термомеханизма. Средний анодный ток поддерживается постоянным во время нагрева диэлектрика.

ДК 537.533.331

TUGULEA, A.:

Лучшее приближение изменения потенциала и поля на оси электронной линзы.

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 23—29.

Даны аналитические выражения изменений потенциала и поля на оси электроной линзы, составленной из двух соосных цилиндров с равными радиусами. Выражения получены при предположении наличия цилиндров конечной длины. Для больших зазоров получается лучшее приближение поля, дающее погрешности менее 3%.

ДК 621.384.62

GRECESCU, M.:

Линейные ускорители электронов.

Automatica şi electronica, II (1958) № 1, стр. 29—36.

Изложены принципы действия линейных ускорителей электронов, причем подробно рассматриваются некоторые особенности их конструкции.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 37—39.

КОММЕНТАРИИ, стр. 39—41.

ХРОНИКА, стр. 41—46.

БИБЛИОГРАФИЯ, стр. 47—48.

INHALTSVERZEICHNIS

POWELL, C.F.:

Botschaft an die Wissenschaftler

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1, S. 1—2.

Sitzung des Zentralrats des Wissenschaftlichen Verbands der Ingenieure und Techniker (A.S.I.T.) vom 16 februar 1958.

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1, S. 3—6.

DK 621.—52 : 37.

LEITARTIKEL:

Eine wichtige Initiative: Automatikkreisläufe für die im Produktionssektor tätigen Ingenieure

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1, S. 7.

DK 621.375.68 : 621.375.3

BĂLĂ, C.:

Verstärkermaschinen und Magnetverstärker

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1. S. 8—15

Es werden die Arbeitsprinzipien der Verstärkermaschinen und der Magnetverstärker dargelegt; aus der Untersuchung der für die Zeitkonstanten und Leistungsverstärkungsfaktoren erhaltenen Ausdrücke wird festgestellt, dass bei Verwendung der gleichen ferromagnetischen Werkstoffe die Verstärkermaschinen den Magnetverstärken überlegen sind. Bei Verwendung besonderer magnetischer Werkstoffe besitzen die Magnetverstärker vergleichbare gute Eigenschaften mit denen der Verstärkermaschinen. Die Vestärkermaschinen stellen den hauptsächlichsten Leistungsverstärker in den meisten bis heute ausgeführten Schaltungen dar; die Verwendung von Magnetverstärkern als Vorverstärker führt zur Vereinfachung der angewendeten Schaltungen mit dem Zweck, die Betriebsstabilität zu vergrössern.

DK 621.365.92 : 621.373.4.072.86

VAZACA, CHR.:

Experimenteller Rohrengenerator für dielektrische Erwärmung mit selbsttätiger Lastampassung

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1, S. 16—22

Es wird ein experimenteller Röhrengenerator von 1,25 kW, 30 MHz für dielektrische Erwärmung beschrieben. Zur Beibehaltung der günstigsten Betriebsbedingungen wird eine Vorrichtung zur selbsttätigen Lastampassung verwendet, der die Schwingkreskapazität mit Hilfe eines Thermomechanismus regelt. Es wird der Gleichstrommittelwert während des Erwärmungszeitraumes des dielektrischen Werkstoffes konstant gehalten.

DK 537.533.331

TUGULEA, A.:

Eine bessere Annäherung des Potentiel- und Feldverlaufes auf der Achse einer Elektronenlinse

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1. S. 23—29

Es wird auf analytischem Weg der Ausdruck des Potential- und Feldverlaufes auf der Achse einer aus zwei koaxialen Zylindern mit gleichen Durchmessern bestehenden Elektronenlinse abgeleitet. Die Formeln wurden unter Annahme einer unendlichen Länge der Zylinder festgelegt. Für einen grossen Spalt erhält man eine bessere Annäherung, mit Fehler unter 3%.

DK 621.384.62

GRECESCU, M.:

Lineare Elektronenbeschleuniger

Automatica şi electronica, II (1958) H. 1, S. 29—36

Es wird das Arbeitsprinzip der linearen Electronenbeschleuniger beschrieben, worauf einige Eigenheiten betont werden, die ihr Bau aufweist. Der Artikel schliesst mit den Anwendungen der linearen Elektronenbeschleuniger.

LABORNOTEN, S. 37—39.

BESPRECHUNGEN, S. 39—41.

CHRONIK, S. 41—46.

BUCHBESPRECHUNGEN, S. 47—48.

SOMMAIRE

POWELL, C.F. :

Message adressé aux savants

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 1—2.

Séance du Conseil Central de l'Association Scientifique des Ingenieurs et des Techniciens (A.S.I.T.) du 16 février 1958

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 3—6.

CD 621—52 : 37

EDITORIAL :

Une importante initiative : Cycles d'automatique à l'intention des ingenieurs travaillant dans le secteur de la production

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 7.

CD 621.375.68 : 621.375.3

BĂLĂ, C. :

Les machines amplificatrices et les amplificateurs magnétiques.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 8—15.

On présente les principes de fonctionnement des machines amplificatrices et des amplificateurs magnétiques ; en analysant les expressions obtenues pour les constantes de temps et les facteurs d'amplification en puissances, on constate qu'en utilisant les mêmes matériaux ferromagnétiques pour leur construction les machines amplificatrices sont supérieures aux amplificateur magnétiques. En utilisant les matériaux magnétiques spéciaux, les amplificateurs magnetiques ont des qualités comparables à celles établies par les machines amplificatrices. Les machines amplificatrices constituent le principal amplificateur de puissance pour la majorité des schémas réalisés jusqu'à présent ; l'utilisation des amplificateurs magnétiques comme préamplificateurs, conduit à la simplification des schémas appliqués en vue de l'agrandissement de la stabilité de fonctionnement.

CD 621.365.92 : 621.373.4.072.86

VAZACA, CHR. :

Générateur électronique expérimental pour le chauffage diélectrique avec adaptation automatique de la charge.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 16—22.

On décrit un générateur électronique experimental pour le chauffage diélectrique de 1,25 kW, 30 MHz. Pour maintenir les conditions optimes de fonctionnement, on utilise un dispositif d'adaptation automatique de la charge qui règle la capacité du circuit oscillant à l'aide d'un thermomécanisme. Le courant moyen anodique est maintenu constant, pendant l'intervalle de chauffage du matériel diélectrique.

CD 537.533.331

ŢUGULEA, A. :

Une meilleure aproximation de la distribution du potentiel et du champs sur l'axe d'une lentille électronique.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 23—29.

On déduit par des moyens analytiques, l'expression du potentiel et du champs sur l'axe d'une lentille électronique formée de deux cylindres coaxiaux, à diamètres égaux. Les formules sont obtenues en considérant les cylindres de longueur infinie. Pour de grands interstices, on obtient une meilleure aproximation qui donne des erreurs en dessous de 3%.

CD 621.384.62

GRIGESCU, M. :

Accélérateurs linéaires d'électrons

Automatica şi electronica II (1958) no. 1, p. 29—36.

On décrit le principe de fonctionnement des accélérateurs linéaires, après quoi on insiste sur certaines particularités que présente leur construction. On conclut avec les applications des accélérateurs linéaires d'électrons.

NOTES DE LABORATOIRE, p. 37—39.

COMMENTAIRES, p. 39—41.

CHRONIQUE, p. 41—46.

BIBLIOGRAPHIE, p. 47—48.

CONTENTS

POWELL, C.F. :

Message addressed to the scientiste

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 1—2.

Meeting of the Central Council of the Scientific Association of Engineers and Technicians (A.S.I.T.) held on 16 th February 1958

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 1, p. 3—6.

DC 621—52 : 37

LEADER :

An important initiative : Automatics cycles intended for engineers working in production sector

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 1, p. 37.

CD 621.375.68 : 621.375.3

BĂLĂ, C. :

Dynamoelectric amplifiers and magnetic amplifiers

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 8—15.

The general principles of operation of dynamoelectric amplifiers and magnetic amplifiers are presented ; the expressions derived for the time-constants and power gain factors show that dynamoelectric amplifiers are superior to magnetic amplifiers, when the same ferromagnetic material is used in their construction.
When special magnetic materials are used, magnetic amplifiers performances are comparable to those of dynamoelectric amplifiers. In mos applications, the dynamoelectric amplifiers are-up to now the principal 'power amplifier ; the use of magnetic amplifiers as preamplifiers leads to a simplification of the circuits applied for raising the stability of operation.

DC 621.365.92 : 621.373.4.072.86

VAZACA, CHR. :

Experimental electronic generator for dielectric heating, with automatic load matching

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 16—22.

An experimental electronic generator is described for dielectric heating with 1,25 kW and 30 MHz. For maintaining optimum operating conditions an automatic load matching device is used, which controls the capacitor of the oscillator circuit by means of a servomechanism. The d. c. component of the anode current is held constant during the heating of the dielectric material.

DC 537.533.331

ŢUGULEA, A. :

A better approximation of the potential and field distribution on the axis of an electric lens

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 23—29.

The expression of the potential and field is analitically derived along the axis of an electronic lens made of two coaxial cilinders with equal diameters. Formulas are obtained for cilinders with finite length. A better approximation is obtained for long gaps, which gives errors les than 3%.

DC 621.384.62

GRIGESCU, M. :

Linear electron accelerators

Automatica şi electronica, II (1958) no. 1, p. 29—36.

The principles of operation of linear electron accelerators is described, then some particular aspects of their design are presented. The article ands with the applications of these accelerators.

LABORATORY NOTES, p. 37—39

COMENTARY, p. 39—41.

CHRONICLE, p. 41—46.

BOOK REVIEW, p. 47—48.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR · OKTATÁSÜGYI MINISZTÉRIUM 1883

DICȚIONARUL POLITEHNIC

Editura Tehnică, București (1957) 768 pagini, lei 70.

Editura Tehnică și-a luat ca sarcină să scoată o nouă lucrare, menită să vină în sprijinul tehnicienilor din țara noastră și să ajute la ridicarea nivelului tehnic al tinerelor cadre, oferindu-le un bogat material informativ.

Este vorba de *„Dicționarul Politehnic"*, elaborat de un colectiv de autori, format din ing. Zissu Karniol, ing. Carol Neumann și prof. Radu Țițeica.

Dicționarul Politehnic este un dicționar enciclopedic într-un singur volum, cuprinzînd în articolele sale noțiuni din toate domeniile tehnicii, ale științelor aplicate și ale economiei tehnice, împreună cu o prezentare scurtă a proceselor tehnologice și a domeniilor de folosință în industrie a produselor. El constituie, ca temă, o reluare a vechilor dicționare explicative apărute mai de mult la Editura Tehnică, cum sînt „Micul Dicționar Tehnic" și „Dicționarul Tehnic", fără să poată fi însă considerat ca o reeditare a acestora. În adevăr, „Micul Dicționar Tehnic" și „Dicționarul Tehnic" — apărute în 1950, respectiv în 1953 — au constituit primele încercări de a pune la dispoziția unor pături cît mai largi de cititori interesați, o documentație pentru informarea strict științifică și în același timp rapidă, asupra conținutului termenilor științifici și tehnici. Însă cele două lucrări, nu numai că sînt de mult epuizate, dar cuprinsul lor a fost depășit, atît datorită faptului că știința și tehnica au rezolvat între timp importante probleme cît și faptului că în țara noastră s-au dezvoltat noi ramuri de producție.

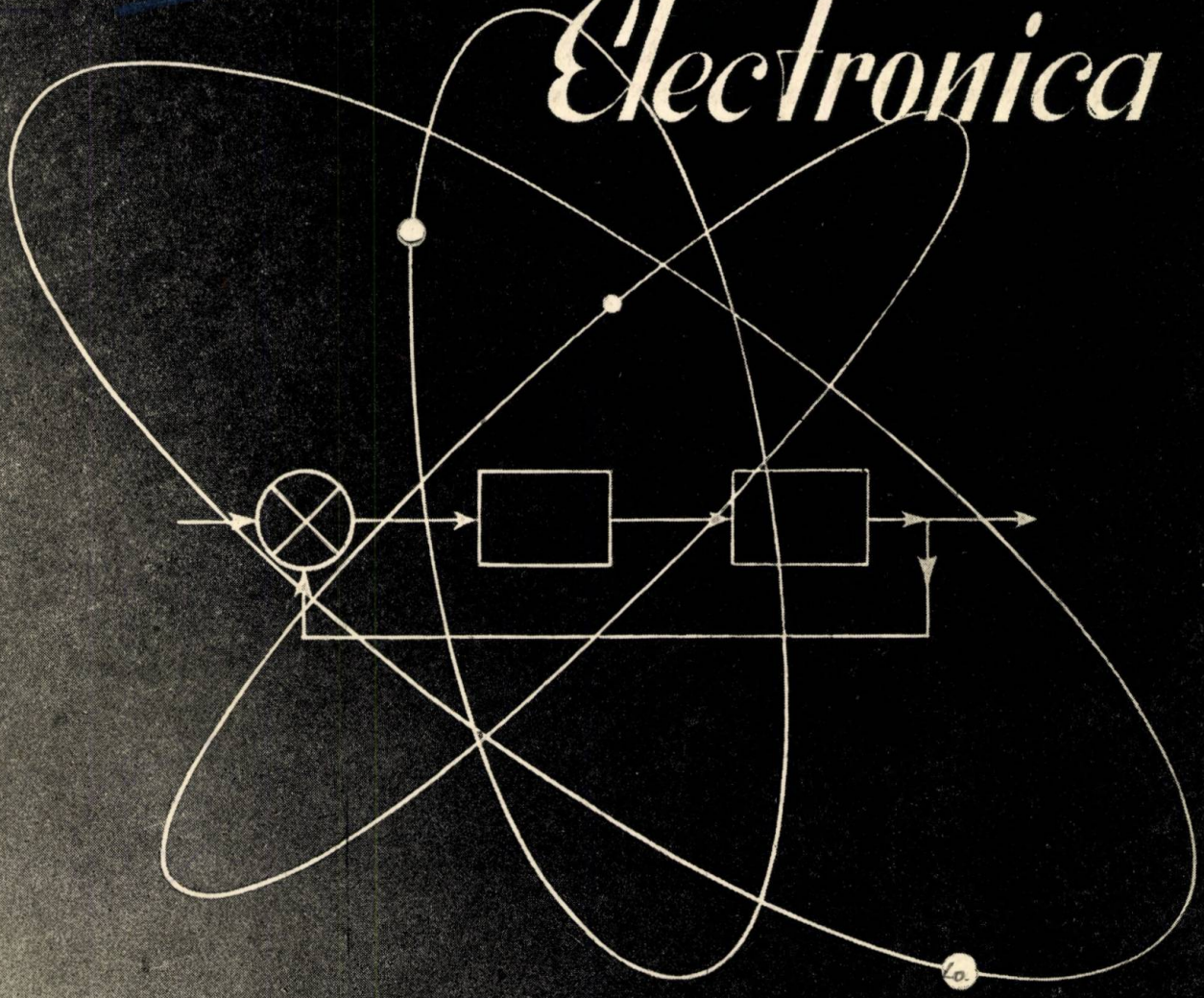
În această situație „Dicționarul Politehnic" se prezintă ca o lucrare nouă, cu un număr mult mai mare de termeni, în special în domeniile : agricultură, construcții și materiale de construcții, fizică nucleară, automatizarea etc. Conținutul diferiților termeni din vechiul „Dicționar Tehnic" a fost extins și mult îmbunătățit, eliminîndu-se în mare parte, lipsurile și greșelile detectate în acea lucrare și ajungîndu-se totodată la un echilibru bun între numărul și volumul definițiilor din diferitele discipline. Definițiile și prezentarea sînt făcute, în general, la nivelul corespunzător învățămîntului mediu, tehnic sau teoretic. Termenii de largă circulație sînt prezentați la un nivel accesibil muncitorilor, iar termenii mai generali și abstracți de știință pozitivă, care nu intră în mod curent în preocupările tehnicienilor de nivel mediu, sînt tratați la nivel universitar. Materialul ilustrativ a fost, de asemenea, schimbat și împărțit, punîndu-se accentul pe desene în perspectivă și pe scheme funcționale, mai ușor accesibile. Un element inedit îl constituie introducerea, la sfîrșitul lucrării, a unei serii de note biografice ale celor mai importanți reprezentanți ai științei și tehnicii mondiale și ale oamenilor de știință din țara noastră.

Dicționarul Politehnic este o lucrare de mare importanță pentru toți cei care se preocupă de știință și tehnică și este, așa cum se prezintă, o lucrare de valoare, fapt confirmat de referatele preliminare, ca și de referatele diverșilor specialiști care au făcut controlul științific al dicționarului.

LEI 5

Ref. H.
58.VII.23.

Automatica și Electronica



2

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. Fl. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.*
8. *Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.*
9. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
10. *Nivelul articolelor va fi înalt.*
11. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.*
12. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseși, romane, grecești, germane etc.*
13. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista tomul, anul, numărul, paginile.*
14. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență excepționîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
15. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*
16. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
17. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
18. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.*

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și chimicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 3.48.00. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: Pentru întreprinderi: lei 96, individual lei 30. — Prețul unui exemplar: lei 5. — Abonamentele se primesc la sediile administrației mai sus indicate.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Nr. 3 — București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. II (1958) nr. 2 (martie — aprilie), pag. 49 — 88

SUMAR

CZ 621—52 : 061.22

EDITORIAL :

Federația internațională pentru automatică (IFAC)

Automatica și electronica, II (1958), nr. 2, p. 49.

CZ 621—52 (083.72)

Propuneri pentru „Termeni și definiții în instalațiile automate"

Automatica și electronica, II (1958) nr. 2, p. 50—55.

CZ 621.316.7 : 621—833

FINȚESCU, D. și ZĂRONI, R. :

Schema funcțională a unui nou sistem de comandă și reglare automată pentru acționarea cu motor termic și transmisie electrică

Automatica și electronica, II (1958) nr. 2, p. 56—73

Se descrie schema funcțională statică a unui nou sistem de comandă continuă și reglare automată a acționării cu motor termic și transmisie electrică, pentru tracțiune feroviară. Schema este realizabilă integral cu amplificatoare magnetice. Se dau soluții originale pentru detectorul de abatere a vitezei de rotație, comanda motorului termic, reglarea fluxului inductor al motoarelor electrice, comanda și reglarea automată a frînării dinamice etc. Schema permite funcționarea mo orului termic după curba optimă în regim de sarcină, iar în regim de limitare a curentului sau tensiunii generatorului, asigură reducerea automată fie exclusiv a injecției de combustibil, fie simultan a injecției și a vitezei de rotație.

CZ 681.142—523.8 : 621.376.232.2

NICOLAU, EDM., SIMION, N., VOICULESCU, GH., și WEISS, A. :

Elemente neliniare pentru simulatoare și calculatoare analogice (II. Realizări experimentale)

Automatica și electronica, II (1958) nr. 2, p. 74—77.

Se descriu o serie de realizări experimentale de elemente neliniare cu diode, efectuate în scopul utilizării în simulatoare și calculatoare electronice.

CZ 621.372.44.016.35

DRĂGĂNESCU, M. :

Stabilitatea statică a circuitelor electrice neliniare

Automatica și electronica, II (1958) nr. 2, p. 78—85

Se examinează stabilitatea punctelor statice de funcționare ale unui circuit electric neliniar, folosind topologia planului fazelor.

COMENTARII, p. 85.

RECENZII, p. 86—88.

CRONICA, p. 88.

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 49–88) Nr. 2, martie — aprilie București, 1958

EDITORIAL

Federația internațională pentru automatică (IFAC)*)

CZ 621—52: 061.22

În cadrul congresului internațional pentru reglarea automată ținut la Heidelberg în anul 1956 la care au luat parte aproape 1 000 delegați din întreaga lume, s-a făcut pentru prima oară propunerea să se organizeze o federație internațională avînd drept scop :

1. Să contribuie la schimbul de informații științifice în domeniul automaticii între țările membre ale federației.

2. Să organizeze congrese cu subiecte din acest domeniu.

Această propunere a fost aprobată în unanimitate și pentru organizarea federației s-a ales un comitet compus din reprezentanți ai Angliei, Franței, Poloniei, R.F.G., U.R.S.S. și S.U.A. Acest comitet a întocmit un proiect de statut — discutat în ședința comitetului din aprilie 1957 — și a stabilit programul adunării generale constitutive al IFAC convocată pentru septembrie 1957 la Paris.

La această adunare generală a fost reprezentată și țara noastră prin delegați ai Comisiei de automatizare de pe lîngă Academia R.P.R. Țara noastră figurează în felul acesta printre membrii fondatori ai IFAC.

Față de propunerea de statut făcută de comitetul provizoriu s-au introdus diferite modificări și completări dintre care cele mai important sînt indicate pe scurt în cele ce urmează. Delegația engleză a susținut includerea în preocupările federației a problemelor în legătură cu mașinile de calculat. Propunerea nu a fost acceptată, membrii adunării însușindu-și punctul de vedere al delegatului U.R.S.S. și anume că pentru mașinile de calculat există deja o federație avînd o asemenea preocupare și că „pe specialiștii în reglarea automată îi interesează folosirea mașinilor de calculat în cazul cînd acestea fac parte dintr-un sistem automat". S-a propus și s-a admis ca federația să includă în preocupările sale și probleme de studiu și elaborare a mijloacelor tehnice ale automaticii.

După votarea statutului — statut din care se vor publica extrase într-un număr viitor al revistei — adunarea generală a ales primul comitet executiv al IFAC cu următoarea compunere : președinte — H. CHESTNUT (SUA), prim vicepreședinte — A. M. LETOV (URSS), al doilea vicepreședinte — V. BROIDA (Franța), secretar — G. RUPPE (R.F.G.), casier — H. LEHMANN (Franța), membrii : NOWACKI (Polonia), GERECKE (Elveția), J. F. COALES (Anglia), TȘIEN SOINC (China), EVANGELISTI (Italia) și A. AJNBINDER (Belgia).

Sediul de reședință permanentă a IFAC este Elveția și sediul secretariatului — Düsseldorf (R.F.G.).

Ulterior comitetul executiv IFAC a decis înființarea următoarelor comitete tehnice :

1. Comitete tehnice petru teoria sistemelor de reglare automată cuprinzînd :

sisteme automate continue
sistemele automate discrete
sistemele de reglare cuprinzînd mașini de calcul
sisteme automate optime și extremale
sisteme automate cu parametri multipli
sisteme automate cuprinzînd un operator uman
teoria informației și manipularea informațiilor
teoria sistemelor de comutare
procese stohastice

2. Comitete tehnice pentru elementele componente

Aceste comitete se vor ocupa de teoria construcției și întrebuințării, metodelor de calcul, caracteristicile statice și dinamice și rezultatele practice obținute de elementele sistemelor automate.

3. Comitete tehnice pentru aplicații industriale

Domeniul de preocupări va fi : metodele de proiectare, principiile de construcție și exploatare, rezultate practice și economice. Procesele industriale vor fi : mașini electrice, sisteme energetice, petrol, instalații chimice, industria metalurgică, prelucrarea metalelor, transporturi terestre, aeronautică și mașini, încălzire și aer condiționat, transporturi de materiale, exploatare minieră, reactoare nucleare, hîrtie, cauciuc, agricultură. De asemenea aceste comitete se vor ocupa și de problemele sociale și economice.

4. Comitetul de nomenclatură, definiții și simboluri.

Acest comitet va examina lucrările executate în diferite țări și va face lucrările preparatorii pentru a propune o standardizare în acest domeniu prin CEI (Comitetul electrotehnic internațional) sau prin ISO.

5. Comitetul pentru educație care va aduna informații și va face sugestii pentru dezvoltarea cunoștințelor în domeniul automaticii în școli universități și în industrie.

6. Comitet pentru bibliografie care va culege informații necesare din toate țările pentru a se întocmi o bibliografie completă în domeniul automaticii.

O hotărîre importantă a comitetului a fost convocarea primului congres internațional al IFAC care va avea loc în Moscova în anul 1960. Prof. A. M. LETOV (U.R.S.S.) a făcut o propunere asupra tematicii acestui congres care va cuprinde trei aspecte din activitatea IFAC, și anume : *a* — teoria și metodele reglării automate ; *b* — mijloacele tehnice ale automaticii și problemele legate de aceastea și *c* — aplicații industriale ale automaticii inclusiv folosirea mașinilor de calculat.

Tehnicienii din țara noastră, care lucrează în acest domeniu salută cu deosebită satisfacție înființarea IFAC ca o nouă posibilitate de colaborare între specialiștii din întreaga lume.

Specialiștii noștrii trebuie să se pregătească de pe acum pentru a prezenta referate din domeniile indicate mai sus la această importantă manifestare științifică care este primul congres internațional IFAC, Moscova, 1960.

*) Denumirea oficială a federației este International Federation of Automatic Control — IFAC. Țările membre pot traduce după alegere această denumire în limba respectivă păstrînd prescurtarea și Comisia de automatizare de pe lîngă Academia R.P.R. a ales denumirea de mai sus.

Propuneri pentru „Termeni şi definiţii în instalaţiile automate"

CZ 621-52 (083.72)

Automatizarea proceselor de producţie capătă o importanţă tot mai mare şi cu problemele automatizării se ocupă numeroşi oameni de ştiinţă şi tehnicieni.

În legăturăcu acestea a apărut necesitatea stabilirii unei terminologii care să uşureze generalizarea experienţei acumulate în diferite domenii, să uniformizeze expunerea bazelor teoretice ale automatizării şi să fie utilizată în editarea lucrărilor de specialitate.

În acest scop, Comisia de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei Republicii Populare Romîne a instituit în februarie 1956 un colectiv pentru elaborarea terminologiei în domeniul automaticii. Colectivul a fost format din :

Dr. ing. AUREL AVRAMESCU, membru corespondent al Academiei R P.R.

Ing. SERGIU CĂLIN, candidat în ştiinţe tehnice, conferenţiar la Institutul Politehnic Bucureşti.

Ing. RADU MIHAI CONSTANTINESCU, profesor la Academia Militară Tehnică.

Ing. ILIE PAPADACHE, şeful secţiei automatizări de la Institutul de cercetări electrotehnice, secretar ştiinţific al Comisiei de automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

Ing. CORNELIU I. PENESCU, profesor, decanul Fac. Electrotehnice din Institutul Politehnic Bucureşti.

Ing. NICOLAE ŞTEFĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, secretar ştiinţific al Institutului de fizică atomică al Academiei R.P.R.

Ing. CHRISTOFOR VAZACA,

Colectivul a utilizat următoarea documentaţie :

1. Comitetul de terminologie tehnică al Academiei de ştiinţe a U.R.S.S. : Terminologia osnovnîh poniatii avtomatiki. (Terminologia principalelor noţiuni de automatică).
2. Deutsche Normen 19226 din ianuarie 1954. Regelungstechnik Benennungen, Begriffe.
3. British Standard 1923—1954 Glossary of Terms used in Automatic Controlling and Regulating Systems.
   Section 3 : Kinetic control
   Section 5 : Components of servo-mechanisms.
4. AIEE Committee Report
   Proposed Symbols and Terms for Feedback Control Systems. Electrical Engineering, October, 1951.
5. Recommandations pour une Terminologie en matière de réglage Bulletin ASE, t. 47 (1956) nr. 8.
6. Normele maghiare MNOSZ 18450 T.
   Az irànytàstechnikai terminologia és jelölése. 1955.
7. Preliminary AIEE Report (Reprodus după Ahrendt „Servomechanism Practice" 1954). Glossary of Terms and Letter Symbols.
8. IRE Standards on Terminology for Feedback Control Systems 1955. (Proceedings of the IRE, January 1956).

Pe baza acestei documentaţii s-a discutat asupra liniei de urmat în elaborarea terminologiei şi s-a fixat punctul de vedere şi programul de lucru al colectivului. Într-o primă etapă, încheiată în iunie 1956 s-a elaborat *„Terminologia principalelor noţiuni de automatică"*, care a cuprins 37 de termeni principali. Aceasta a servit ca bază pentru lucrările ulterioare ale colectivului. Etapa a doua s-a încheiat cu elaborarea primelor trei capitole din *„Termeni şi definiţii în instalaţii automate"*. Deşi s-a ţinut seama de terminologiile străine, lucrarea prezentată are un caracter propriu atît prin definiţiile termenilor cît şi prin forma prezentării lor. S-au elaborat :

Capitolul I : *„Termeni şi definiţii generale"* care lămureşte noţiunile de bază.

Capitolul II : *„Elemente şi mărimi ale instalaţiei automate"* cuprinde noţiunile privitoare la elementele, mărimile şi valorile care intervin în circuitul unei instalaţii automate.

Capitolul III. *„Exemple la capitolele I şi II"* cuprinde exemple de instalaţii automatizate, cu scopul de a concretiza definiţiile şi termenii din cele două capitole anterioare.

Pentru unii dintre termeni, afară de termenul principal recomandat, apar şi termeni în paranteză ; aceşti termeni au fost trecuţi în terminologie fie că s-a socotit necesar şi un al doilea termen mai scurt, fie că alegerea termenului definitiv urmează să se facă la definitivarea terminologiei.

Actualmente colectivul de mai sus lucrează la capitolul al IV-lea al terminologiei : *„Comportarea instalaţiei automate (sistemului automat) şi a elementelor sale"*, care va fi publicată în primă redactare în 1958.

Cititorii revistei sînt rugaţi a-şi expune părerea în legătură cu această lucrare.

TERMENI ŞI DEFINIŢII IN INSTALAŢII AUTOMATE

1. *Termeni şi definiţii generale*

101. Automatică

Ramura ştiinţei şi tehnicii cuprinzînd totalitatea metodelor şi mijloacelor tehnice care permit eliberarea omului de acţiunea directă în conducerea şi controlul proceselor tehnice, prin stabilirea unor legături corespunzătoare între elementele, maşinile şi instalaţiile care intervin în aceste procese.

102. Instalaţia automată (sistem automat)

Instalaţia în care procesul tehnic este condus şi controlat în raport cu anumite condiţii date şi care permite eliberarea omului de acţiunea directă în îndeplinirea acestor funcţii.

103. Dispozitiv de automatizare (automat)

Ansamblu de elemente şi aparate care se aplică unei instalaţii pentru ca aceasta să poată realiza un proces tehnic fără intervenţia de conducere a omului.

104. Instalaţie automatizată

Instalaţie care prin aplicarea unui dispozitiv de automatizare realizează un anumit proces tehnic fără intervenţia omului. Instalaţia automatizată împreună cu dispozitivele de automatizare formează instalaţia automată.

105. Instalaţie automată cu circuit deschis (sistem automat cu circuit deschis, comandă automată, sistem de comandă automată)

Instalaţia automată destinată a reacţiona la variaţia unei mărimi, independentă de procesul tehnic automatizat.

106. Instalaţie automată cu circuit închis (sistem automat cu circuit închis, servosistem, sistem de reglare automată, reglare automată)

Instalaţie automată destinată a reacţiona la variaţia unei mărimi, care depinde de procesul tehnic pe care-l conduce.

107. Instalaţie automată cu comandă continuă

Instalaţie automată, care realizează comanda asupra procesului tehnic automatizat în mod continuu în timp.

108. Instalaţie automată cu comandă discontinuă

Instalaţie automată, care realizează comanda asupra procesului tehnic automatizat în mod discontinuu în timp.

2. *Elemente şi mărimi ale instalaţiei automate*

201. Element al instalaţiei automate

O parte a instalaţiei automate care îndeplineşte o funcţie de sine stătătoare.

202. Schema de elemente a instalaţiei automate (schema funcţională, schema bloc)

Reprezentarea simbolică a instalaţiei automate care indică elementele componente (reprezentate individual sau pe grupe) şi legăturile funcţionale dintre ele.

Fig. 1 reprezintă o asemenea schemă pentru instalaţie automată cu circuit deschis, fig. 2 *a*, 2*b* şi 2*c* reprezintă schema de elemente pentru o instalaţie automată cu circuit închis.

În schema de elemente sînt reprezentate elementele instalaţiei automate şi mărimile care apar la intrarea şi ieşirea lor.

Succesiunea de elemente ale instalaţiei automate, prin care se face transmisia şi convertirea diferitelor mărimi ce intervin în procesul de reglare şi prin care se stabileşte dependenţa între mărimea de ieşire şi mărimea de intrare în instalaţia automată formează circuitul instalaţiei sau circuitul sistemului (deschis sau închis).

În fig. 2 *c* elementul pilot (v. 232) împreună cu traductorul de intrare (v. 222) precum şi elementul comandat indirect (v. 233) formează

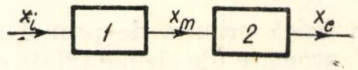


Fig. 1. Reprezentarea simbolică a unei instalaţii automate cu circuit deschis :

1 – dispozitiv de automatizare ; *2* – instalaţia automatizată ; x_i – mărime de intrare ; x_m – mărime de execuţie ; x_e – mărime de ieşire.

două succesiuni de elemente în circuit deschis. Sistemul automat cu circuit închis începe cu elementul de comparaţie (v. 225) şi se termină la intrarea elementului comandat indirect.

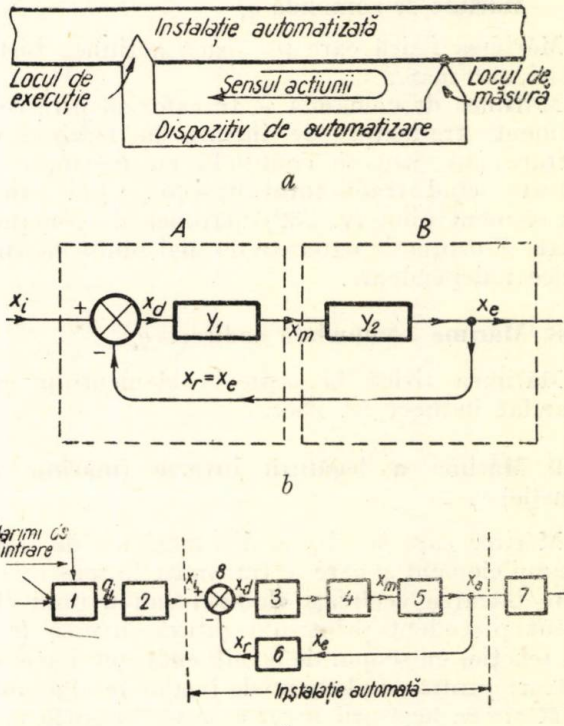


Fig. 2. Schemă de elemente pentru o instalaţie automată cu circuit închis :

A – dispozitiv de automatizare ; *B* – instalaţie automatizată ; *a*, *b*, *c* – variante ale schemei fundamentale a sistemului automat ; *1* – element pilot ; *2* – element traductor ; *3* – element amplificator ; *4* – element de execuţie ; *5* – element automatizat ; *6* – elementul legăturii inverse principale ; *7* – element comandat indirect.

Se consideră că în circuitul instalaţiei acţiunile sînt unidirecţionale, adică un element din circuitul respectiv nu poate influenţa elementul precedent ; mărimile care apar în circuitul sistemului şi satisfac această condiţie se numesc mărimi independente.

203. Mărime de intrare

Mărimea fizică primită de un element şi care provoacă acţiunea elementului.

204. **Mărime de ieşire**

Mărimea fizică transmisă de un element, elementului următor, ca rezultat al acţiunii sale.

205. **Mărime de intrare a instalaţiei automate (mărime de intrare)** x_i

Mărimea fizică primită de primul element al instalaţiei automate (de elementul de comparaţie în instalaţiile automate cu circuit închis sau de elementul de amplificare în instalaţiile automate cu circuit deschis).

206. **Mărime de ieşire a instalaţiei automate (mărime de ieşire, mărime comandată, mărime reglată)** x_e

Mărimea fizică asupra căreia se exercită acţiunile instalaţiei automate şi care apare la ieşirea elementului automatizat (v. 231).

207. **Mărime de comandă** q_i

Mărimea fizică care provoacă acţiunea instalaţiei automate.

Mărimea de comandă se transformă printr-un element traductor de intrare în mărime de intrare (x_i) sau se confundă cu mărimea de intrare, cînd traductorul lipseşte. Cînd există un element pilot (v. 232) mărimea de comandă poate fi o funcţie oarecare de mai multe mărimi fizice independente.

208. **Mărime comandată indirect** q_e

Mărimea fizică la ieşire a elementului comandat indirect (v. 233).

209. **Mărime a legăturii inverse (mărime de reacţie)** x_r

Mărime care se obţine din mărimea de ieşire a unui element şi care se transmite în sens invers spre intrarea aceluiaşi element sau a unui element precedent printr-o legătură inversă (cale de reacţie) cu scopul de a influenţa mărimea de intrare printr-un element de însumare algebrică.

Mărimea legăturii inverse se obţine prin convertirea mărimii de ieşire printr-un element traductor. Într-o instalaţie automată cu circuit închis există totdeauna o mărime a legăturii inverse principale (reacţie principală) care acţionează asupra elementului de comparaţie. Pot exista în instalaţia automată una sau mai multe mărimi ale legăturilor inverse secundare (reacţii secundare). Cînd lipseşte elementul traductor al legăturii inverse principale, mărimea legăturii inverse principale este egală cu mărimea de ieşire.

210. **Mărimea de execuţie** x_m

Mărimea fizică care apare la ieşirea elementului de execuţie şi care acţionează asupra elementului automatizat determinînd mărimea de ieşire a instalaţiei automate.

211. **Mărime de acţionare** x_d

Mărime fizică la ieşirea elementului de comparaţie care rezultă din diferenţa mărimii de intrare x_i şi mărimea legăturii inverse x_r (v. 209), ($x_d = x_i - x_r$) şi care determină intrarea în acţiune a instalaţiei automate.

212. **Mărime de referinţă**

Este denumirea mărimii de intrare a instalaţiei automate în cazul particular cînd valoarea ei este constantă (x_i = const.).

213. **Valoarea instantanee**

Valoarea adevărată a unei mărimii în momentul considerat.

214. **Valoarea tradusă (valoarea convertită)**

Valoarea unei mărimi fizice care rezultă din traducerea (convertirea) din altă mărime fizică. Este valoarea mărimii la ieşirea unui element traductor (v. 221).

215. **Valoarea ideală a mărimii la ieşire** x_{ei} **(valoarea ideală)**

Valoarea mărimii de ieşire într-o instalaţie automată ideală (sistem automat liniar avînd constante de timp nule şi factor de amplificare infinit, cap. 4). Cînd mărimile de ieşire şi de intrare ale instalaţiei automate sînt de aceeaşi natură, valoarea ideală a mărimii de ieşire este identică cu valoarea mărimii de intrare.

216. **Valoarea staţionară a mărimii de ieşire** x_{es}

Valoarea mărimii de ieşire care se realizează într-un sistem automat fizic stabil cînd mărimea de intrare şi mărimile de perturbaţie rămîn constante şi regimul tranzitoriu a încetat (v. cap. 4) (fig. 3).

Această valoare este o valoare asimptotică şi se realizează teoretic după un timp infinit lung; practic se consideră că regimul tranzitoriu a încetat cînd x_e mărimea de ieşire diferă cu mai puţin de $\pm 2\%$ faţă de valoarea sa asimptotică x_{es}.

217. **Valoarea prescrisă a mărimii de ieşire** x_{ep}

Valoarea mărimii de ieşire ce se impune să se realizeze într-un sistem stabilit cînd mărimea de intrare şi mărimile de perturbaţie rămîn constante şi regimul tranzitoriu a încetat. Valoarea staţionară diferă în general de valoarea prescrisă din cauza imperfecţiunii în realizare şi funcţionare a sistemului automat proiectat.

218. **Domeniul mărimii prescrise (interval de reglare)**

Interval în care poate fi aleasă valoarea prescrisă a mărimii de ieşire a instalaţiei automate.

219. Abatere x_a

Diferenţa dintre valoarea prescrisă a mărimii de ieşire x_{ep} şi valoarea instantanee a mărimii de ieşire.

$$x_a = x_{ep} - x_e.$$

În timpul regimului tranzitoriu abaterea se numeşte o abatere tranzitorie x_{at}.

În timpul regimului staţionar abaterea se numeşte abatere staţionară (v. 215).

$$x_{as} = x_{ep} - x_{es}.$$

220. Abaterea activă a mărimii de ieşire x_{aa}

Diferenţa între valoarea staţionară a mărimii de ieşire x_{es} şi valoarea sa instantanee.

$$x_{aa} = x_{es} - x_e.$$

Această abatere este nulă în regim staţionar (fig. 3).

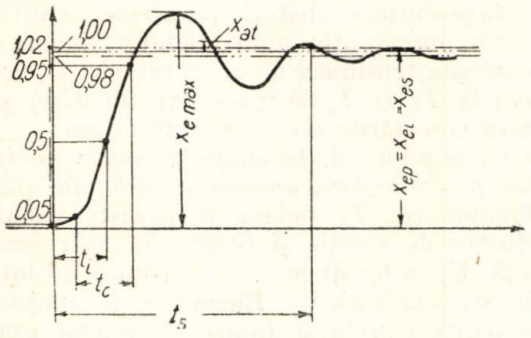


Fig. 3. Regimul tranzitoriu şi mărimile caracteristice.

221. Traductor

Dispozitiv care serveşte pentru a converti o mărime de o anumită natură fizică într-o mărime corespunzătoare de o altă natură fizică.

222. Traductor de intrare

Element al instalaţiei automate, care primeşte din exterior mărimea care declanşează instalaţia automată (mărimea de comandă) şi care o transformă (converteşte) într-o altă mărime potrivită pentru a influenţa elementul de comparaţie.

223. Traductor al legăturii inverse (traductor de reacţie)

Element al instalaţiei automate care are rolul de a converti mărimea de ieşire a unui element oarecare într-o mărime potrivită pentru a fi transmisă într-o legătură inversă (mărime de reacţie) spre intrarea acelui element sau a altor elemente anterioare.

224. Traductor al legăturii inverse principale (traductor de reacţie principală)

Element al instalaţiei automate care are rolul de a converti mărimea de ieşire a instalaţiei automate într-o mărime potrivită pentru a influenţa elementul de comparaţie (mărimea de reacţie principală x_r). În unele sisteme acest traductor nu este necesar şi anume : cînd x_e şi x_i sînt de aceeaşi natură fizică.

225. Element de comparaţie

Element al instalaţiei automate care compară prin diferenţa lor mărimea de intrare şi mărimea legăturii inverse principale ale instalaţiei automate transmiţînd elementului următor mărimea de acţionare ($x_d = x_i - x_r$).

În sistemele în care lipseşte traductorul legăturii inverse principale, comparaţia se face între mărimea de intrare şi mărimea de ieşire.

$$x_d = x_i - x_e.$$

226. Element de amplificare (amplificator)

Element al instalaţiei automate care folosind o sursă separată de energie produce o mărime de ieşire la un nivel de putere superior mărimii de intrare (mărimea de ieşire este o funcţie determinată a mărimii de intrare).

227. Element de execuţie

Element al instalaţiei automate, care prin mărimea de execuţie x_m acţionează asupra elementului automatizat.

228. Loc de traducere

Locul instalaţiei automate, în care un traductor efectuează traducerea sau convertirea unei mărimi fizice din circuitul instalaţiei.

229. Loc de traducere la ieşire

Locul unde se instalează traductorul legăturii inverse principale.

230. Loc de execuţie

Locul instalaţiei automate în care elementul de execuţie exercită acţiunea sa asupra instalaţiei automatizate.

231. Element automatizat

Elementul care reprezintă în schema funcţională instalaţia automatizată.

Mărimea sa de intrare este mărimea de execuţie x_m iar mărimea sa de ieşire este mărimea de ieşire a instalaţiei automate x_e.

232. Element pilot

Element care serveşte pentru realizarea unor legi de dependenţă dorită între mai multe mărimi fizice de intrare în element şi mărimea de ieşire (mărimea de comandă q_i).

233. Element comandat indirect

Element care primeşte mărimea de ieşire x_e a sistemului închis şi produce la ieşire mărimea comandată indirect q_e.

Exemple pentru capitolele 1 şi 2

Exemplul 1. *Instalaţia automată cu circuit deschis* (fig. 4).

Debitul Q al pompei *4* trebuie să varieze în mod automat în funcţie de valoare unei alte mărimi, în cazul din figura 4 în funcţie de viteza unghiulară a unui ax dintr-o instalaţie oarecare.

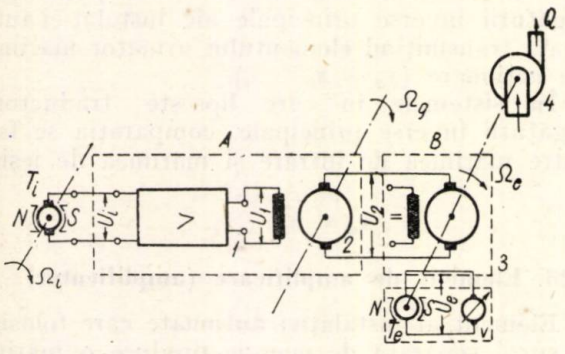


Fig. 4. Instalaţia automată cu circuit deschis:
T_i – generator tahometric pe axul de intrare; *1* – amplificatcr electronic; *2* – generator electric de curent continuu; *3* – motor electric în curent continuu cu excitaţie constantă; *4* – pompă (cu înălţime de aspiraţie şi refulare constantă); T_e – generator tahometric pe axul de ieşire; V – voltmetru; A – dispozitiv de automatizare; B – instalaţie automatizată.

Pentru aceasta se comandă automat motorul *3* prin tahogeneratorul T_i (traductor de intrare) care traduce turaţia Ω_i într-o tensiune U_i (mărime de intrare). Această tensiune se aplică la intrarea amplificatorului electric *1*. Tensiunea U_1 de la ieşirea amplificatorului este proporţională cu U_i; în regim tranzitoriu U_1 poate fi o funcţie mai complicată de U_i care se poate realiza prin structura amplificatorului *1*. Generatorul electric *2* care este un amplificator de putere, este şi elementul de execuţie. Tensiunea U_2 (mărimea de execuţie) aplicată motorului determină variaţia turaţiei acestuia Ω_e (mărime de ieşire).

Amplificatorul *1* primeşte energie electrică de la o sursă exterioară sistemului iar generatorul *2* primeşte energie mecanică de la un motor (nefigurat pe schemă) care-l antrenează cu o turaţie constantă Ω_g. Mărimea de ieşire Ω_e este măsurată cu tahogeneratorul de ieşire T_e şi voltmetrul V.

Conform celor de mai sus pompa *4* este un element comandat indirect a cărei mărime de intrare este Ω_e şi avînd ca mărime comandată indirect debitul Q; dispozitivul de automatizare se poate considera că include tahogeneratorul T_i în care caz mărimea este Ω_i; de asemenea, că instalaţia automatizată cuprinde şi pompa *4*, în care caz mărimea de ieşire a instalaţiei devine debitul Q. În acest caz mărimea de execuţie este turaţia motorului *3*.

În locul generatorului tahometric T_i se poate folosi alt traductor de intrare cînd mărimea de comandă în loc să fie o viteză de rotaţie este o altă mărime fizică (temperatură, concentraţie chimică etc.). Mărimea tradusă trebuie să fie o tensiune electrică pentru a influenţa amplificatorul electronic.

Instalaţia din fig. 4 poate fi pusă la punct astfel ca pentru o anumită viteză Ω_i sau tensiune U_i să corespundă o anumită viteză Ω_e, cînd sînt constante tensiunea sursei de alimentare a amplificatorului electronic, viteza motorului de antrenare a generatorului, cuplul rezistent la axa motorului. Această punere la punct nu mai este valabilă de îndată ce intervin cauze externe sau interne care modifică condiţiile ce au stat la baza punerii la punct iniţiale. Aceste instalaţii necesită însă o întreţinere îngrijită pentru a asigura funcţionarea lor corectă şi anume trebuie înlăturate variaţiile produse de uzură sau de perturbaţiile introduse de mediul ambiant (temperatură, umiditate, frecări, vibraţie etc.).

Neajunsul fundamental al acestor instalaţii este incapacitatea de a măsura efectul produs, de a-l compara cu mărimea de intrare şi de a corecta eventuale abateri. În aceste cazuri este necesară intervenţia unui operator uman, care să compare tensiunea U_e cu tensiunea U_1 (generatoarele T_i şi T_e se presupun identice) şi să se facă corectările necesare în instalaţie.

Exemplul 2. *Instalaţie automată cu circuit închis pentru reglarea automată a debitului* (fig. 5)

Traductorul T_e devine în această instalaţie traductor de reacţie şi furnizează mărimea de reacţie U_e o tensiune ca şi mărimea de intrare care este tensiunea U_i. Elementul de comparaţie este foarte simplu şi anume un circuit electric

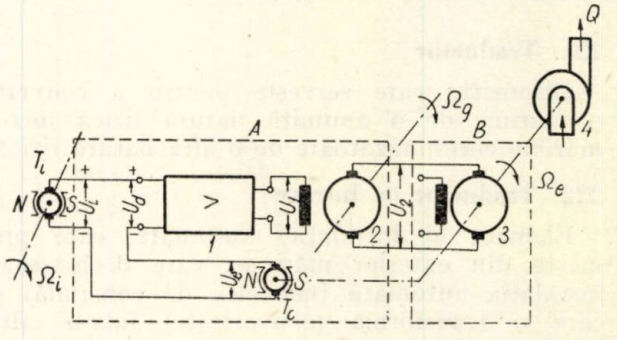


Fig. 5. Instalaţie automată cu circuit închis pentru reglarea automată a debitului. Notaţiile sînt similare celor din fig. 4. Ω_i este mărimea de comandă; U_i – mărimea de intrare; Ω_e – mărimea de ieşire; T_i – traductor de intrare; T_e – traductor de reacţie; U_e – mărime de reacţie; $U_d = U_i - U_e$ – mărime de acţionare; U_2 – mărime de execuţie; Q mărimea comandată indirect.

în care sînt puse în opoziţie tensiunile U_i şi U_e. Mărimea de acţionare este $x_d = U_i - U_e$. Instalaţia are rolul de a compensa variaţiile mărimii Q datorită perturbaţiilor introduse de mediul ambiant, de sursele de alimentare sau de sarcina variabilă de axul de ieşire.

Exemplul 3. *Instalaţia automată în circuit închis pentru reglarea temperaturii aerului de alimentare a unei instalaţii de ventilaţie* (fig. 6 şi schema de elemente fig. 7)

Un ventilator B aspiră aer proaspăt din exteriorul A şi îl refulează prin schimbătorul de căldură (răcitorul C şi încălzitorul D) într-un canal de ventilaţie E prin care aerul răcit sau încălzit la temperatura prescrisă este condus spre localul care trebuie ventilat.

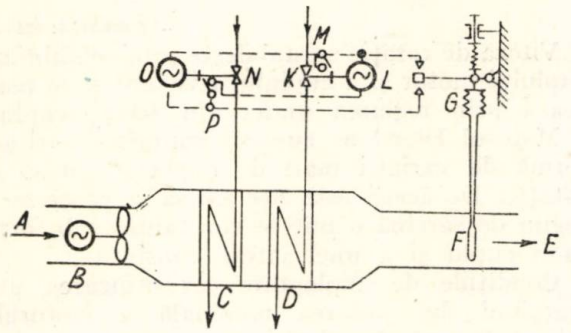


Fig. 6. Instalaţie automată în circuit închis pentru reglarea temperaturii aerului de alimentare a unei instalaţii de ventilaţie :

A – aer exterior ; *B* – ventilator ; *C* – răcitor ; *D* – încălzitor ; *E* – canal de aer proaspăt ; *F* – cartuş al sondei termometrice cu presiune de vapori ; *G* – capsulă metalică ; *H* – resort de ajustare ; *I* – întreruptor ; *K* – vana de încălzire ; *L* – motor de antrenare a vanei *K* ; *M* – întreruptor de capăt de cursă pentru *K* ; *N* – vana de răcire ; *O* – motor de antrenare a vanei *N* ; *P* – întreruptor de capăt de cursă pentru *N*.

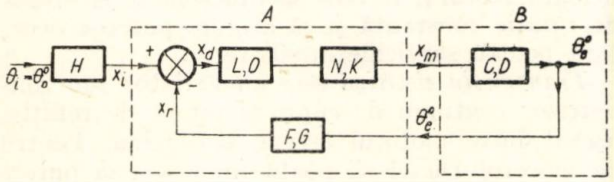


Fig. 7. Schema funcţională corespunzînd fig. 6 :

A – dispozitiv de automatizare compus din cartuşul termometrului *F*, capsula manometrică *G*, întreruptorul *I*, motoarele *L*, *O* şi vanele *K*, *N* (resortul de referinţă *H* se consideră făcînd parte din traductorul de intrare) ; *B* – instalaţia automatizată compusă din răcitorul *C* sau încălzitorul *D* şi canalul de aer de la *C* sau *D* pînă la *F* după cum este cazul de funcţionare (cu răcire sau cu încălzire).

Reglarea automată a temperaturii aerului de alimentare este asigurată prin dispozitivul *FGHI*, ansamblul vanei de încălzire *KIM* şi ansamblul vanei de răcire *NOP*. Aceste două vane sînt blocate reciproc în sensul că vana de răcire *N* nu începe să deschidă decît după ce vana de încălzire *K* a fost închisă şi viceversa.

Cînd temperatura în *F*, ajunge, de exemplu, deasupra valorii dorite sau respinse, presiunea vaporilor fluidului conţinut în sonda termometrului *FG* creşte, capsula manometrică se dilată, deplasează în sus întreruptorul *I* şi se stabileşte contactul superior. În acest caz, intră în acţiune motorul *L* iar vana de încălzire *K* este acţionată spre închidere sau dacă vana *K* este închisă intră în acţiune motorul *O* iar vana de răcire *N* este acţionată spre deschidere. Cînd temperatura în *N* ajunge sub valoarea prescrisă, are loc procesul invers.

Exemplul 4. *Instalaţia automată în circuit închis pentru reglarea nivelului într-un rezervor de egalizor* (fig. 8 şi schema de elemente fig. 9)

Plecînd de la un rezervor mare A_1 în amonte o conductă C_1C_2 alimentează un bazin A_2 în aval. De la acest bazin pleacă o conductă de distribuţie D prevăzută cu diferitele derivaţii E către consumatorii de apă. Nivelul în bazinul A_2 trebuie menţinut constant. În acest scop o vană fluture V este înserată în conducta de alimentare C_1C_2 ; secţiunea sa de trecere este comandată de amplificatorul de putere hidraulic R. Abaterea nivelului din bazinul A_2 de la valoarea prescrisă se constată cu ajutorul unui dispozitiv G şi un tub plonjor T sub nivelul bazinului A_2. Manometrul M măsoară presiunea aerului în conducta de refulare O, presiune care este funcţie de distanţa verticală între nivelul apei şi extremitatea deschisă a tubului plonjor T. Motorul R reacţionează la deviaţiile indicaţiilor manometrului M faţă de o valoare fixă (care corespunde unei presiuni şi unui nivel de referinţă) şi cercetează în mod corespunzător poziţia vanei fluture V şi secţiunea sa de trecere.

Valoarea prescrisă pentru altitudinea nivelului în bazinul A_2 poate fi modificată prin bascularea tubului plonjor T. Cînd se atinge nivelul prescris, extremitatea deschisă a tubului T se află la o

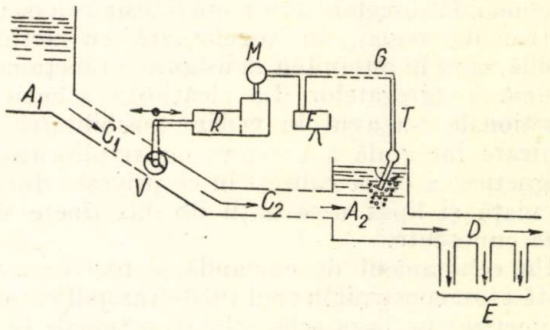


Fig. 8. Reglarea nivelului apei într-un rezervor de egalizare :

A_1 – bazin amonte ; A_2 – bazin aval ; C_1C_2 – conductă de alimentare amonte şi aval ; *D* – conductă de distribuţie ; *E* – derivaţii spre consumator ; *V* – vană fluture ; *R* – motor ; *F* – compresor de aer ; *G* – conductă de aer comprimat ; *T* – tub plonjor (ajustabil) ; *M* – manometru pentru presiunea aerului.

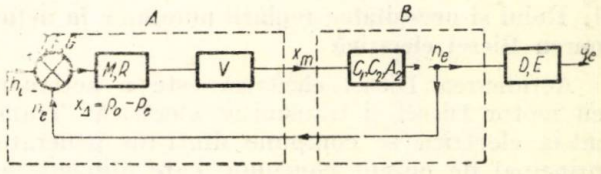


Fig. 9. Schema funcţională a instalaţiei din fig. 8 :

A – dispozitivul de automatizare compus din tubul *T*, conducta *G*, compresorul *F*, manometrul *M*, motorul *R* şi vana fluture *V* ; *B* – instalaţia automatizată compusă din conducta C_1C_2 şi bazinul A_2.

anumită adîncime iar în tubul *O* se produce presiunea de referinţă a manometrului *M* care este diferită de presiunea atmosferică ambiantă.

Instalaţia din acest exemplu intră în categoria instalaţiilor cu comandă continuă.

DAN FINŢESCU şi ROMULUS ZĂRONI*)

Schema funcţională a unui nou sistem de comandă şi reglare automată pentru acţionarea cu motor termic şi transmisie electrică

CZ 621.316.7: 621–833

În acţionarea Diesel electrică şi turboelectrică se impune în mod necesar utilizarea unui echipament de comandă şi reglare automată, care să asigure coordonarea funcţionării motorului termic şi a transmisiei electrice, în scopul utilizării complete şi raţionale a posibilităţilor agregatelor, în toate regimurile de funcţionare.

În literatura de specialitate [1], [2], [3] sînt descrise diverse scheme, care diferă între ele atît principial, cît şi prin mijloace de realizare. În general, toate schemele descrise folosesc multe mecanisme şi contacte care necesită o tehnologie pretenţioasă de fabricaţie, sînt supuse uzurii şi dereglării şi necesită o întreţinere permanentă în exploatare.

Articolul de faţă cuprinde unele studii ale autorilor, din lucrări nepublicate [4], [5], [6] asupra posibilităţilor de realizare a unor scheme de comandă şi reglare automată folosind elemente statice de reglaj, în regulatoare cu acţiune rapidă, care în ansamblu să asigure o funcţionare optimă a agregatelor. La alcătuirea schemelor funcţionale s-a avut în vedere posibilitatea de realizare integrală a acestora cu amplificatoare magnetice, a căror calităţi în ce priveşte durata de viaţă şi lipsa necesităţii de întreţinere sînt bine cunoscute.

Un echipament de comandă şi reglare automată a fost construit în anul 1956 cu amplificatoare magnetice pe baza schemelor funcţionale ce se descriu şi funcţionează pe un automotor Diesel electric cu rezultate bune din punctul de vedere al performanţelor statice şi dinamice.

În cele ce urmează se tratează cazul acţionării Diesel electrice, cea turboelectrică fiind similară.

1. Rolul şi necesitatea reglării automate în acţionarea Diesel electrică

Acţionarea Diesel electrică este o acţionare cu motor Diesel şi transmisie electrică. Transmisia electrică se compune dintr-un generator principal de curent continuu, care alimentează motoarele de tracţiune cu caracteristică serie. Motorul Diesel antrenează generatorul care formează principala sarcină a acestuia, cum şi serviciile auxiliare ale agregatelor (pompe, compresoare, generatoare auxiliare etc.).

Motorul Diesel. Puterea acestuia rezultă din produsul dintre cuplu şi viteza de rotaţie la axul său. Cuplul este proporţional cu cantitatea de combustibil injectată pe ciclu şi este determinat de poziţia tijei de comandă a pompei de injecţie.

Viteza de rotaţie se stabileşte prin echilibrarea cuplului motor şi a cuplului rezistent şi se realizează prin reglarea unuia din aceste cupluri.

Motorul Diesel nu suportă supraîncărcări sub formă de variaţii mari de cuplu şi viteză de rotaţie. De aceea este necesar să se păstreze în regim de sarcină o putere constantă, sub forma unui cuplu şi a unei viteze constante.

Condiţiile de exploatare cer utilizarea unei fracţiuni din puterea nominală a motorului Diesel. Puterile fracţionare se obţin prin comanda unei perechi de valori a vitezei şi injecţiei de combustibil, cuprinse între valorile minimă şi maximă. Alegerea acestor perechi se face stabilindu-se pentru fiecare viteză valoarea de injecţie ce corespunde randamentului optim.

La mersul în gol, cu transmisia electrică deconectată, motorul trebuie să funcţioneze la viteză de rotaţie constantă şi să asigure puterea necesară pentru serviciile auxiliare.

Transmisia electrică este un variator sau convertizor continuu de cuplu şi viteză de rotaţie, aşezat între motorul termic şi sarcină. Pentru ca motorul Diesel să poată funcţiona la putere constantă este necesar ca transmisia să preia de la motor o putere constantă, independent de variaţiile de cuplu şi de viteză ale sarcinii. În consecinţă transmisia trebuie să transforme variaţia de cuplu a sarcinii într-o variaţie de viteză.

Puterea în transmisie rezultă din produsul dintre tensiunea şi curentul generatorului.

Tensiunea generatorului este determinată de curentul de excitaţie al acestuia şi de viteza de rotaţie a grupului Diesel generator. Curentul este determinat de tensiunea generatorului, de regimul de cuplu şi de viteză produs de sarcină la axul motoarelor de tracţiune şi de caracteristica acestora, respectiv de gradul de slăbire a fluxului inductor.

Puterea în transmisia electrică se obţine prin stabilirea unei valori pentru curentul de excitaţie al generatorului şi a unui grad de slăbire a fluxului inductor al motoarelor de tracţiune, în funcţie de regimul de cuplu şi viteză a sarcinii.

Din considerente de conservare a puterii, cu aproximaţia randamentului transmisiei, trebuie realizată egalitatea următoarelor puteri:

Puterea motorului Diesel, care este puterea la intrarea în transmisie (axul generatorului). Aceasta este o putere mecanică rezultînd din produsul dintre cuplul şi viteza de rotaţie a motorului Diesel şi se obţine prin două comenzi distincte şi simultane:

a) comanda de cuplu, prin fixarea injecţiei de combustibil;

*) Ing. D. FINŢESCU şi ing. R. ZĂRONI sînt cercetători principali la Institutul de cercetări electrotehnice.

b) comanda de viteză, prin echilibrarea cuplului motor şi rezistent.

P u t e r e a î n t r a n s m i s i e, care este o putere electrică rezultînd din produsul dintre tensiunea şi curentul generatorului şi se obţine prin două comenzi distincte :

a) comanda curentului de excitaţie al generatorului ;

b) comanda slăbirii fluxului inductor al motoarelor de tracţiune.

P u t e r e a î n s a r c i n ă (utilizare), care este puterea la ieşirea din transmisie (axul motoarelor de tracţiune). Aceasta este o putere mecanică, rezultînd din produsul dintre cuplul şi viteza motoarelor de tracţiune şi se obţine prin comanda transmisiei.

Pentru a asigura egalitatea celor trei puteri, în funcţionarea motorului Diesel la putere constantă şi în condiţiile unei variaţii continue a cuplului şi vitezei sarcinii, trebuie asigurat simultan :

comanda constantă a motorului Diesel (viteză de rotaţie şi de injecţie) ;

comanda continuu variabilă a transmisiei (curent de excitaţie al generatorului şi slăbire de flux inductor al motoarelor de tracţiune).

Rolul esenţial al echipamentului de comandă şi reglare automată în acţionarea Diesel electrică constă în asigurarea comenzii continue şi automate a transmisiei şi a comenzii directe exclusiv asupra motorului termic.

Automatizarea comenzii transmisiei este necesară deoarece fără aceasta, în afara îngreuierii conducerii vehiculului există în permanenţă pericolul fie de supraîncărcare a motorului termic sau transmisiei, fie de utilizare incompletă a puterii.

2. Principiile fundamentale ale schemei

Orice variaţie de cuplu a sarcinii principale, sau a sarcinilor din serviciile auxiliare, apare ca o variaţie de cuplu rezistent şi orice variaţie a regimului de ardere şi funcţionare, apare ca o variaţie a cuplului motor la axul motorului Diesel. Aceste variaţii au ca efect dispariţia echilibrului dintre cuplul motor şi cuplul rezistent şi apariţia unei abateri de la viteza de rotaţie comandată.

Schema elaborată se bazează pe utilizarea abaterii vitezei de rotaţie de la valoarea comandată, ca semnal de comandă a transmisiei electrice sau a motorului termic în funcţie de regimul de funcţionare.

Variaţia debitului de combustibil Q şi a curentului de comandă a excitaţiei i în raport cu abaterea vitezei de rotaţie se arată în fig. 1.

Pentru o valoare a vitezei de rotaţie comandate ω_0, viteza reală a motorului termic se va stabili la o valoare cuprinsă între ω_1 şi ω_2. Viteza ω_2 nu poate fi depăşită în regim staţionar, deoarece aceasta corespunde unei injecţii de combustibil Q nule, deci unui cuplu motor nul. Viteza nu poate coborî sub ω_1, deoarece în acest caz motorul nu mai este în stare de funcţionare, dacă nu poate să-şi menţie această viteză, cu injecţia de combustibil Q_M maximă şi generatorul dezexcitat ($i = 0$).

Viteza comandată ω_0 poate avea orice valoare cuprinsă între ω_1 şi ω_2, în funcţie de fixarea unor elemente ale schemei. Pentru a obţine o repartizare cît mai egală a abaterii vitezei de

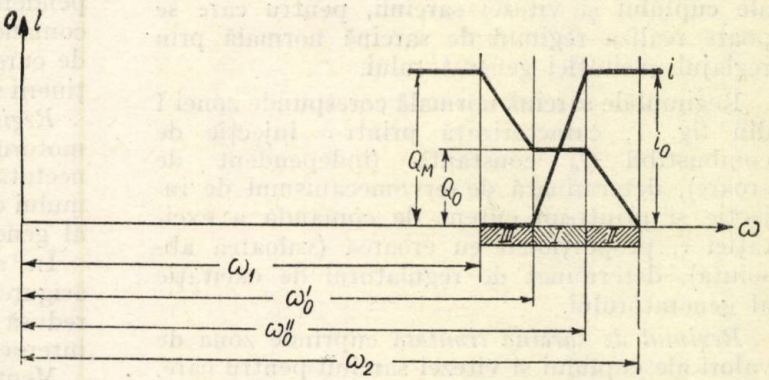


Fig. 1. Variaţia debitului de cobustibil injectat Q şi a curentului de comandă a excitaţiei i în funcţie de abaterea vitezei de rotaţie de la valoarea comandată.

rotaţie în valori pozitive şi negative, simultan cu uşurinţa realizării constructive a schemei, viteza comandată ($\varepsilon = 0$) se stabileşte, fie la valoarea ω_0', fie la valoarea ω_0''. În primul caz comanda excitaţiei se obţine prin valori pozitive ale erorii vitezei de rotaţie, iar în al doilea caz prin valori negative. Zonele I, II şi III de eroare ale vitezei de rotaţie sînt caracteristice unor regimuri de funcţionare.

Se definesc patru regimuri de funcţionare : regimul de sarcină normală ; regimul de sarcină limitată ; regimul de mers în gol ; regimul accidental.

Regimul de sarcină normală cuprinde zona de valori ale cuplului şi vitezei sarcinii, pentru care prin comanda transmisiei respectiv prin reglarea excitaţiei generatorului şi a fluxului inductor al motoarelor, se poate obţine la axul generatorului un cuplu rezistent constant la viteză constantă. Aceasta corespunde unei puteri electrice constante în transmisie (cu aproximaţia variaţiei randamentului), pentru valori variabile ale tensiunii şi curentului, fără a fi depăşite valorile maxime.

În acest regim, motorul Diesel funcţionează la putere constantă, păstrînd o injecţie constantă şi o viteză de rotaţie constantă, cu aproximaţia erorii zonei I.

Injecţia constantă se realizează cu un servomecanism de poziţie a tijei pompei de injecţie, pe care-l vom denumi pe scurt servomecanism de injecţie.

Menţinerea constantă a vitezei motorului termic se realizează cu un regulator de viteză, prin reglarea cuplului rezistent la axul generatorului. Cuplul rezistent se reglează prin modificarea curentului de excitaţie al generatorului, spre a se realiza echilibrarea cuplului motor la viteza comandată. Din această cauză regulatorul de viteză în regim de sarcină normală îl vom numi pe scurt „regulator de excitaţie al generatorului".

Slăbirea fluxului inductor al motoarelor de tracţiune are ca efect deplasarea zonei de valori ale cuplului şi vitezei sarcinii, pentru care se poate realiza regimul de sarcină normală prin reglajul excitaţiei generatorului.

Regimul de sarcină normală corespunde zonei I din fig. 1, caracterizată printr-o injecţie de combustibil Q_0 constantă (independent de eroare), determinată de servomecanismul de injecţie şi printr-un curent de comandă a excitaţiei i, proporţional cu eroarea (valoarea absolută), determinat de regulatorul de excitaţie al generatorului.

Regimul de sarcină limitată cuprinde zona de valori ale cuplului şi vitezei sarcinii pentru care, prin comanda excitaţiei generatorului şi a fluxului inductor al motoarelor de tracţiune, nu se poate menţine la axul generatorului valoarea cuplului rezistent constant la viteză constantă, corespunzător regimului de sarcină normală, din cauza limitării automate a curentului sau a tensiunii în transmisie. Cuplul rezistent, constant la axul generatorului, ar corespunde unor valori inadmisibile ale curentului sau ale tensiunii. De aceea se prevede limitarea acestor valori, de către limitatorul de curent şi tensiune.

Regimul de sarcină limitată corespunde în tracţiune la pornire sau depăşire a vitezei maxime. În acest regim, cuplul rezistent la axul generatorului, la viteză constantă, variază în funcţie de cuplul sarcinii şi în consecinţă, puterea încărcată în transmisie şi sarcină este variabilă. Din considerente de conservare a puterii, aceasta este variabilă şi la motorul Diesel. Este deci necesară reducerea automată a puterii motorului termic, sub valoarea comandată direct pentru regimul de sarcină normală, pînă la valoarea ce poate fi efectiv încărcată în transmisie, în condiţiile de limitare a curentului sau a tensiunii.

Pentru a menţine un regim uniform motorului Diesel, se păstrează viteza constantă. Menţinerea constantă a acesteia se realizează de către un regulator automat de viteză de rotaţie, prin reglarea injecţiei de combustibil, numit pe scurt regulator de injecţie. Acesta reglează automat injecţia şi deci cuplul motor, la valoarea necesară care să echilibreze cuplul rezistent în regim de sarcină limitată, la viteza de rotaţie comandată (cu aproximaţia erorii din zona II). Ulterior se examinează şi posibilitatea reducerii puterii, prin reducerea simultană a injecţiei de combustibil şi a vitezei de rotaţie.

Regimul de sarcină limitată corespunde zonei II din fig. 1, caracterizată prin reducerea automată a debitului de combustibil injectat sub valoarea constantă Q_0, proporţional cu eroarea de viteză (valoarea absolută), datorită regulatorului de injecţie. Curentul de comandă al excitaţiei i, în această zonă, poate fi constant, la valoarea necesară obţinerii excitaţiei maxime, sau poate creşte în continuare cu eroarea de viteză, ceea ce este avantajos din punct de vedere dinamic, avînd însă acelaşi efect static. Curentul de excitaţie al generatorului este independent de eroarea de viteză şi de curentul de comandă al excitaţiei i şi este reglat de limitatorul de curent şi tensiune, la valoarea necesară menţinerii valorilor limită ale curentului sau tensiunii.

Regimul de mers în gol corespunde funcţionării motorului Diesel cu transmisia electrică deconectată. Acesta este un caz particular al regimului de sarcină limitată, în care cuplul rezistent al generatorului este nul.

În acest regim motorul Diesel trebuie să asigure la viteză constantă puterea variabilă redusă necesară sarcinilor auxiliare şi pierderilor interne.

Menţinerea constantă a vitezei este asigurată de regulatorul de injecţie, care reglează debitul de combustibil la valoarea necesară obţinerii cuplului motor, spre a se obţine echilibrarea cuplului sarcinilor auxiliare şi de pierderi la viteza comandată (cu aproximaţia erorii din zona II).

Regimul de mers în gol corespunde extremităţii zonei II din fig. 1, în care injecţia de combustibil are valori reduse.

Regimul accidental corespunde funcţionării defectuoase a motorului termic, cînd generatorul principal fiind complet dezexcitat, injecţia de combustibil Q_0 comandată nu poate asigura un cuplu motor suficient, pentru a echilibra la viteza comandată, cuplul sarcinilor auxiliare şi al frecărilor interne. Ca urmare, viteza tinde să scadă, putînd duce la oprirea motorului.

Acest regim se poate întîlni la pornirea motorului în stare rece, defecţiuni în sistemul de injecţie şi ardere, calitate proastă momentană a combustibilului etc. sau în timpul reglării motorului.

Menţinerea constantă a vitezei în acest regim este asigurată de regulatorul de injecţie. Acesta măreşte automat comanda de combustibil, peste valoarea constantă Q_0, corespunzătoare regimului de sarcină normală, pînă la valoarea care asigură cuplul motor necesar echilibrării cuplului rezistent al sarcinilor auxiliare şi de pierderi la viteza comandată (cu aproximaţia erorii din zona III).

Acţiunea regulatorului de injecţie în acest regim este utilă şi pentru regimul dinamic de sarcină normală, la creşterea rapidă a cuplului sarcinii. Regimul accidental, corespunde zonei III din fig. 1, caracterizată prin valoarea nulă a comenzii de excitaţie i şi printr-o creştere a

comenzii debitului de combustibil, proporţională cu abaterea vitezei din zona III (în valoare absolută), superioare valorii constante Q_0, datorită regulatorului de injecţie.

3. Comanda vitezei de rotaţie a motorului termic

Comanda vitezei de rotaţie se efectuează direct de la controler, prin transmiterea unui semnal de viteză comandată asupra discriminatorului de viteză. Acesta produce la ieşire un semnal de eroare proporţional cu abaterea vitezei reale de la cea comandată.

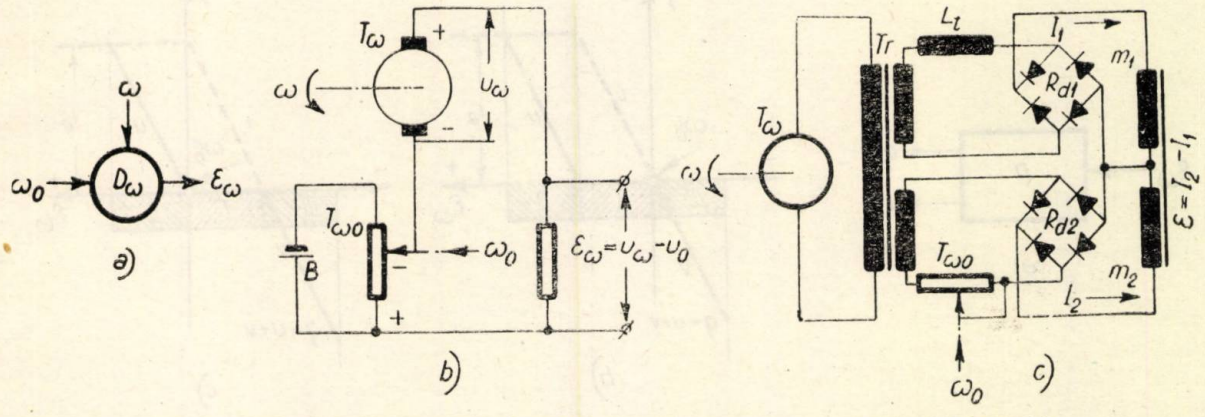


Fig. 2. Discriminatorul de viteză de rotaţie (detectorul de abatere a vitezei de rotaţie): *a* — schema funcţională; *b* — cu sursă de referenţă exterioară şi generator tahometric de curent continuu; *c* — cu generator tahometric de curent alternativ şi fără sursă de referinţă exterioară.

Un bloc preamplificator şi limitator de eroare, amplifică semnalul erorii de viteză şi-l dirijează spre comanda motorului termic şi a transmisiei electrice.

3.1. *Discriminatorul vitezei de rotaţie*, sau detectorul de eroare a vitezei de rotaţie, este un organ care produce un semnal nul, pentru o viteză ω egală cu cea comandată ω_0 şi un semnal ε_ω, proporţional cu abaterea de viteză, pentru valori ale acesteia diferite de ω_0.

În fig. 2, *a* se arată schema funcţională (simbolică) a discriminatorului. La intrare se aplică un semnal ω_0, care reprezintă viteza comandată şi un semnal ω, care reprezintă viteza reală. La ieşire rezultă un semnal ε_ω care reprezintă abaterea de viteză.

În fig. 2, *b* se arată un discriminator electric de viteză clasic. O baterie *B*, sau o sursă de referinţă stabilizată, alimentează potenţiometrul $T_{\omega 0}$, traductor al vitezei comandate. În opoziţie este montat un generator tahimetric de curent continuu sau de curent alternativ cu redresor, T_ω. Acesta este un traductor al vitezei reale şi produce o tensiune proporţională cu aceasta. Viteza pentru care tensiunile celor două traductoare sînt egale se numeşte viteza comandată şi în acest caz semnalul de eroare ε_ω este nul.

Semnalul ω_0 este o poziţie a cursorului traductorului T_{ω_0}, semnalul ω este o viteză de rotaţie a rotorului traductorului T_ω cuplat cu motorul Diesel, iar semnalul de eroare ε_ω este o tensiune la bornele rezistenţei *r*. Acest discriminator nu asigură o stabilitate bună în timp a vitezei comandate, necesitînd o sursă de referinţă stabilizată şi un generator tahimetric cu caracteristici stabile. Acestea sînt condiţii destul de grele pentru un echipament de tracţiune feroviară. Modificarea în timp a tensiunii sursei sau generatorului atrage în aceeaşi măsură şi modificarea vitezei comandate.

În fig. 2, *c* se arată un discriminator electric de viteză experimentat de autori, care nu necesită o sursă de referinţă exterioară, iar viteza comandată este independentă de variaţia tensiunii generatorului tahimetric [7].

Traductorul T_ω este un alternator excitat cu magneţi permanenţi sau autoexcitat cu regulator, astfel ca să producă în sarcină o tensiune proporţională cu viteza şi respectiv cu frecvenţa, adică să realizeze un raport tensiune/frecvenţă constant.

Prin intermediul transformatorului T_r se alimentează două circuite. Primul este format dintr-o inductanţă L_t în serie cu o punte de redresare R_{d_1}, în a cărei diagonală se află o înfăşurare de comparaţie magnetică m_1. Curentul I_1, prin această înfăşurare, este proporţional cu raportul tensiune/viteză de rotaţie şi este constant, dacă acest raport este constant. Al doilea circuit este format dintr-un reostat T_{ω_0}, în serie cu o punte de redresare R_{d_2}, în a cărei diagonală se află înfăşurarea de comparaţie magnetică m_2. Curentul I_2 în această înfăşurare este proporţional cu tensiunea şi dacă raportul tensiune/viteză este constant, atunci este proporţional şi cu viteza. Reostatul T_{ω_0} poate fi montat şi în diagonala punţii R_{d_2}, în serie cu înfăşurarea m_2.

Viteza pentru care curenţii I_1 şi I_2 sînt egali, se numeşte viteza comandată ω_0 şi este determinată de valoarea rezistenţei reostatului T_{ω_0}. Semnalul de viteză comandată este deci o poziţie a cursorului traductorului T_{ω_0}. Pentru viteze diferite de ω_0, diferenţa celor doi curenţi

ε_ω sau amperspirele rezultante sînt proporţionale cu eroarea vitezei de rotaţie.

Un calcul elementar arată că viteza comandată este independentă de variaţia tensiunii traductorului T_ω, depinzînd numai de frecvenţa sa, iar semnalul de eroare a vitezei, pentru o eroare constantă este proporţional cu raportul tensiune/frecvenţă.

Spre exemplificare considerăm două regulatoare, avînd ambele eroarea statică maximă de 2% şi prevăzuţi unul cu discriminatorul din fig. 2, *b* şi celălalt cu discriminatorul din fig. 2, *c*. Dacă între timp tensiunea traductorilor T_ω scade cu 10% în ambele cazuri, atunci faţă de valoarea vitezei etalonate pe traductoarele T_{ω_0}, abaterea maximă de viteză variază de la 2% la 12,2% pentru cazul regulatorului prevăzut cu discriminatorul din fig. 2, *b* şi de la 2 la 2,2% în cazul regulatorului prevăzut cu discriminatorul din fig. 2, *c*.

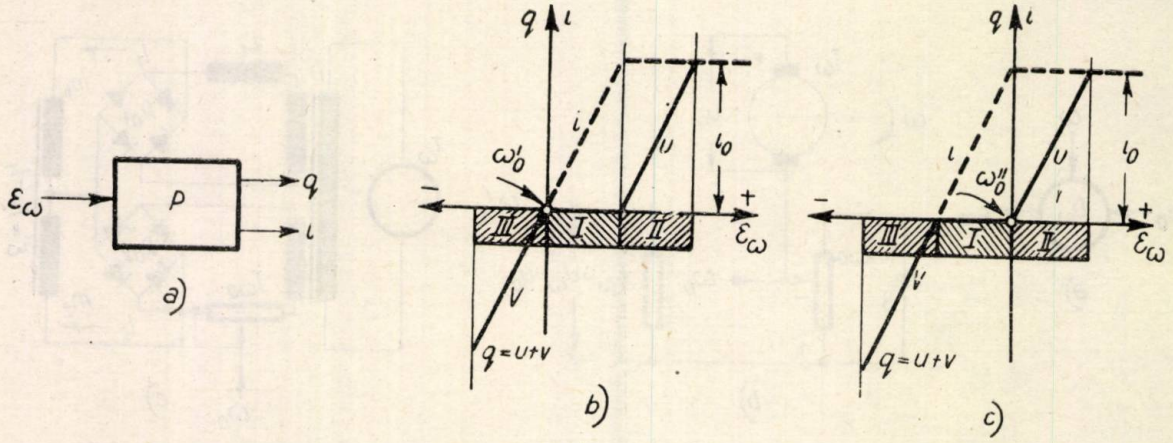


Fig. 3. Blocul preamplificator şi limitator de abatere a vitezei de rotaţie:
a – schema funcţională (simbolică); *b* – curbele caracteristice pentru montajul cu comanda excitaţiei prin erori pozitive ale abaterii vitezei de rotaţie; *c* – idem, prin valori negative ale abaterii vitezei de rotaţie.

3.2. *Blocul preamplificator şi limitator al erorii vitezei de rotaţie* este un ansamblu de amplificatoare, căruia i se aplică la intrare semnalul ε_ω de eroare al vitezei de rotaţie şi care are două ieşiri: prima, din care rezultă semnalul *i* de comandă a excitaţiei generatorului şi a doua — din care rezultă semnalul *q* de comandă a injecţiei de combustibil, aşa cum rezultă din schema funcţională din fig. 3, *a*.

După modul de grupare a amplificatoarelor, rezultă două moduri de aranjare a zonelor de eroare în jurul vitezei comandate, iar variaţia semnalelor de ieşire *i* şi *q*, în funcţie de semnalul de intrare ε_ω, pentru cele două cazuri se arată în fig 3, *b* şi 3, *c*.

În fig. 3, *b* zonele I şi II corespund unor erori pozitive de viteză, iar zona III unor erori negative. Comanda excitaţiei se obţine prin valori pozitive ale erorii de viteză, iar viteza comandată ($\varepsilon_\omega = 0$) corespunde valorii ω'_0 din fig. 1.

În fig. 3, *c* zona II corespunde unor erori pozitive ale vitezei, iar zona I şi III unor erori negative. Comanda excitaţiei se obţine prin valori negative ale erorii de viteză, iar viteza comandată ($\varepsilon_\omega = 0$) corespunde valorii ω''_0 din fig. 1.

Blocul preamplificator *P* se realizează cu trei amplificatoare, fiecare amplificînd semnalul de eroare ε_ω în cîte una din zone.

Amplificatorul A_I amplifică semnalul de eroare ε_ω din zona I şi produce la ieşire semnalul de comandă *i* a excitaţiei generatorului. Amplificatorul A_{II} amplifică semnalul de eroare ε_ω din zona II, producînd la ieşire ramura ascendentă *u* a curbei *q* de variaţie a semnalului de comandă a injecţiei de combustibil. Amplificatorul A_{III} amplifică semnalul de eroare ε_ω din zona III şi produce la ieşire ramura descendentă *v* a curbei *q* de variaţie a semnalului de comandă a injecţiei de combustibil.

Cele trei amplificatoare se pot grupa în patru moduri, după cum se arată în fig. 4, *a*, *c*, *e*, *g* iar variaţia semnalelor de ieşire *i* şi *q*, în funcţie de semnalul de intrare ε_ω rezultă din fig. 4, *b*, *d*, *f*, *h*. Montajele din fig. 4, *a* şi *c* realizează comanda excitaţiei prin erori pozitive ale vitezei (corespunzătoare diagramei din fig. 3, *b*) iar montajele din fig. 4, *e* şi *g* prin erori negative (corespunzătoare diagramei, din fig. 3, *c*).

Semnalul de polarizare E_I, din aceste figuri, determină întinderea zonei I, corespunzătoare regimului de sarcină normală şi este egală în valoare absolută cu valoarea absolută a semnalului de eroare maximă ε_I din această zonă. Semnalul E_I se alege astfel ca valoarea maximă a semnalului *i* să asigure excitaţia maximă.

S-a considerat că amplificatoarele transmit semnale de un singur semn şi că la ieşire semnalul este nul pentru semnalul nul la intrare. În cazul în care se folosesc amplificatoare, care au curent de repaus, sau amplifică semnale de ambele semne, se întrebuinţează metode de compensare şi corecţie cunoscute. La intrarea şi ieşirea amplificatoarelor s-a notat semnul semnalelor.

În fig. 4, *c* şi 4, *g* s-au utilizat semiconductoarele s_1, s_2, s_3 şi s_4 pentru separarea semnalelor de ieşire, după semnul lor.

În fig. 4, *e* şi 4, *g* semnalul de comandă a excitaţiei i se obţine prin adunarea algebrică a semnalului de ieşire i_1, cu semnalul de polarizare i_0, după cum rezultă din diagramele din fig. 4, *f* şi *h*.

Rezultă deci, din cele de mai sus, că blocul preamplificator şi limitator de eroare *P*, comandă în regimul de sarcină normală excitaţia generatorului, iar în celelalte regimuri limitează eroarea de viteză prin intervenţia asupra comenzii de combustibil.

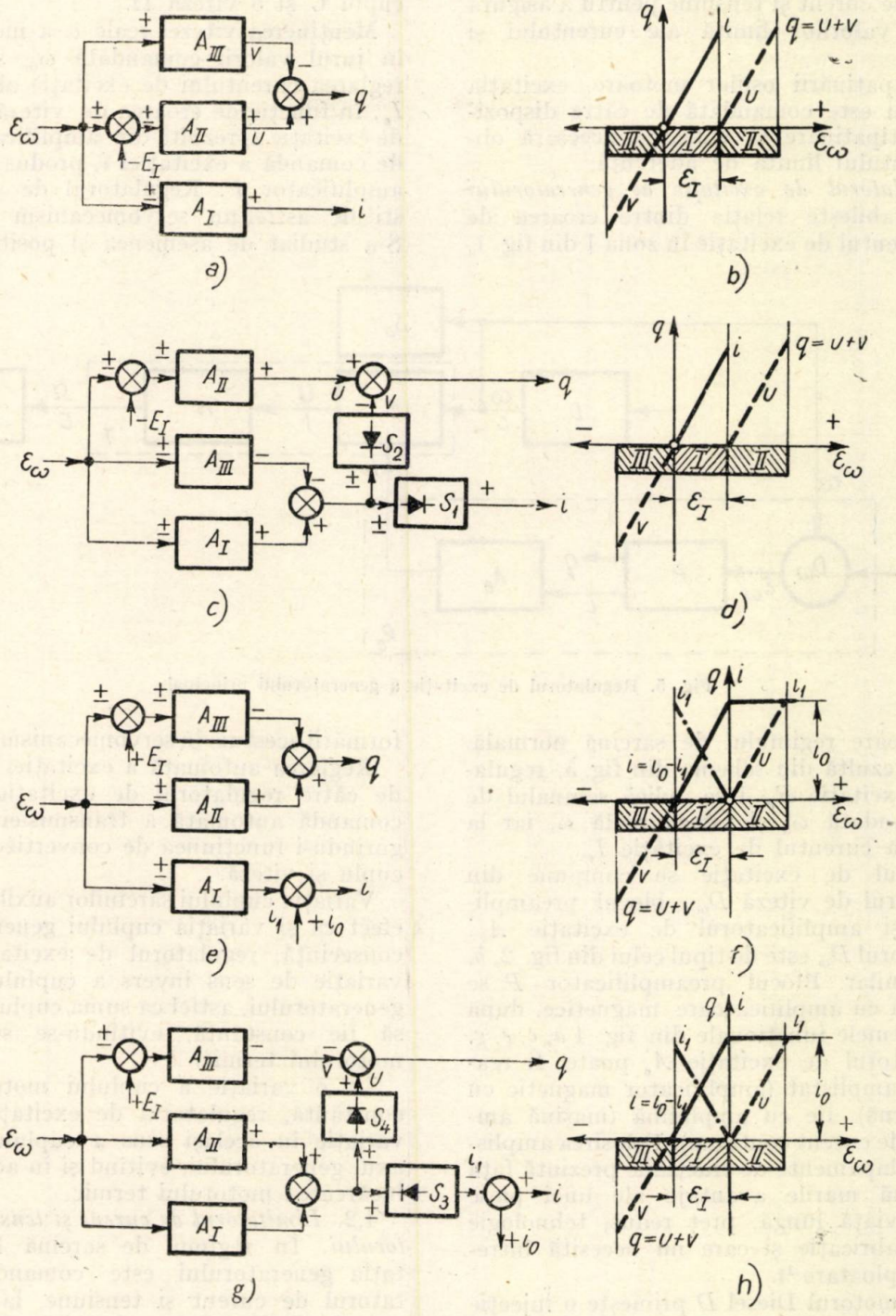


Fig. 4. Schemele bloc ale celor 4 moduri de realizare a blocului preamplificator prin gruparea diferită a amplificatoarelor A_I, A_{II}, A_{III}. Curbele caracteristice ale blocului preamplificator.

4. Comanda excitaţiei generatorului principal

În regimul de sarcină normală, comanda excitaţiei generatorului este reglată automat de către regulatorul de excitaţie, în vederea menţinerii constante a vitezei motorului termic

şi a asigurării funcţiunii de convertizor continuu de cuplu şi viteză pentru transmisia electrică.

În regimul de sarcină limitată, excitaţia generatorului este comandată automat de către limitatorul de curent şi tensiune pentru a asigura menţinerea valorilor limită ale curentului şi tensiunii.

În cazul patinării osiilor motoare, excitaţia generatorului este comandată de către dispozitivul de antipatinare la valoarea necesară obţinerii curentului limită de aderenţă.

4.1. *Regulatorul de excitaţie al generatorului principal* stabileşte relaţia dintre eroarea de viteză şi curentul de excitaţie în zona I din fig. 1,

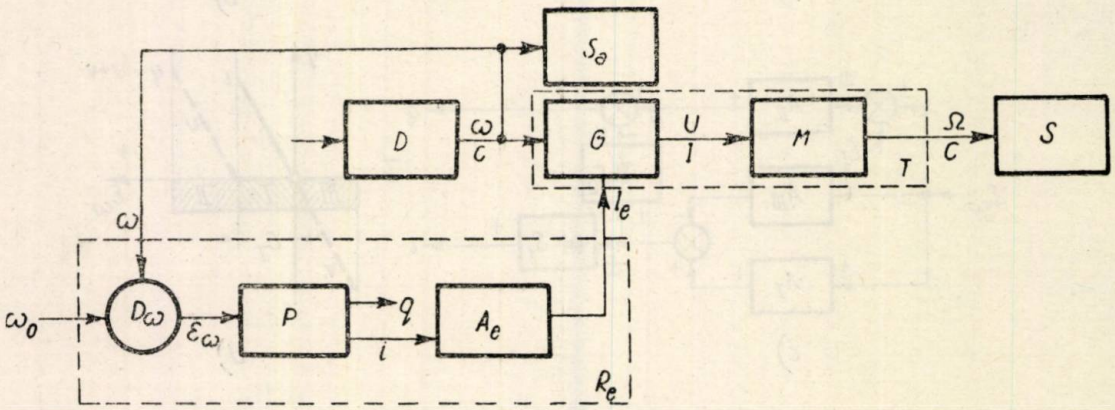


Fig. 5. Regulatorul de excitaţie a generatorului principal.

corespunzătoare regimului de sarcină normală. După cum rezultă din schema din fig. 5, regulatorului de excitaţie R_e i se aplică semnalul de viteză comandată ω_0 şi viteza reală ω, iar la ieşire rezultă curentul de excitaţie I_e.

Regulatorul de excitaţie se compune din discriminatorul de viteză D_ω, blocul preamplificator P şi amplificatorul de excitaţie A_e. Discriminatorul D_ω este de tipul celui din fig. 2, *b*, 2, *c* sau similar. Blocul preamplificator P se poate realiza cu amplificatoare magnetice, după una din schemele funcţionale din fig. 4 *a*, *c*, *e*, *g*.

Amplificatorul de excitaţie A_e poate fi realizat fie cu amplistat (amplificator magnetic cu reacţie internă), fie cu amplidină (maşină amplificatoare de curent continuu). Folosirea amplistatului în echipamente de tracţiune prezintă faţă de amplidină marile avantaje ale unei piese statice, cu viaţă lungă, preţ redus, tehnologie uşoară de fabricaţie şi care nu necesită întreţinere în exploatare [1]).

În fig. 5, motorul Diesel D primeşte o injecţie de combustibil Q_0 şi transmite un cuplu c şi o viteză ω transmisiei electrice T, serviciilor auxiliare S_a şi regulatorului de excitaţie R_e.

Transmisia electrică T se compune din generatorul G, care transmite motorului de tracţiune M o tensiune U şi un curent I, iar acesta la rîndul său transmite sarcinii S (roata motoare) un cuplu C şi o viteză Ω.

Menţinerea vitezei reale ω a motorului Diesel în jurul valorii comandate ω_0, se obţine prin reglarea curentului de excitaţie al generatorului I_e, în funcţie de eroarea de viteză ε_ω. Curentul de excitaţie I_e rezultă din amplificarea curentului de comandă a excitaţiei i, produs de blocul preamplificator P. Regulatorul de excitaţie constituie astfel un servomecanism de gradul 0. S-a studiat de asemenea şi posibilitatea transformării acestuia în servomecanism de gradul 1 [5].

Reglarea automată a excitaţiei generatorului de către regulatorul de excitaţie, constituie o comandă automată a transmisiei electrice, asigurîndu-i funcţiunea de convertizor continuu de cuplu şi viteză.

Variaţia cuplului sarcinilor auxiliare are acelaşi efect ca şi variaţia cuplului generatorului şi în consecinţă, regulatorul de excitaţie produce o variaţie de sens invers a cuplului rezistent al generatorului, astfel ca suma cuplurilor rezistente să fie constantă, evitîndu-se supraîncărcarea motorului termic.

La o variaţie a cuplului motor, la injecţie constantă, regulatorul de excitaţie comandă o variaţie în acelaşi sens a cuplului rezistent la axul generatorului, evitînd şi în acest caz supraîncărcarea motorului termic.

4.2. *Limitatorul de curent şi tensiune al generatorului.* În regimul de sarcină limitată, excitaţia generatorului este comandată de limitatorul de curent şi tensiune, la valoarea necesară menţinerii curentului sau tensiunii maxime, independent de comanda de excitaţie i a regulatorului de excitaţie.

Limitatorul de curent se compune din reductorul de curent R_i şi amplificatorul de limitare a curentului A_i după cum se observă în fig. 6. Reductorul de curent R_i poate fi o rezistenţă în circuitul generatorului sau rezistenţa polilor auxiliari. La bornele acestei rezis-

[1]) Cităm cazul firmei americane „General Electric" care în ultimii ani a înlocuit amplidina cu un amplistat trifazat în echipamentul de reglare automată pentru tracţiune Diesel electrică (S. W. Mc. Elhenny, R. M. Smith: *Static control for Diesel Electric Locomotives* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 1954).

tenţe se obţine tensiunea i_g, proporţională cu valoarea curentului generatorului. Amplificatorul A_i transmite numai semnale negative. În cazul cînd amplificatorul folosit transmite semnale de ambele semne este necesar să se inserieze la ieşire sau intrare un semiconductor s_6. La intrarea amplificatorului se aplică suma semnalelor i_g, proporţional cu valoarea curentului debitat de generator şi a semnalului i_M de referinţă, care determină curentul maxim. Cînd semnalul i_g este mai mare de cît semnalul i_M, la ieşirea amplificatorului A_i apare semnalul de limitare a curentului I_i. Acest semnal se aplică amplificatorului de excitaţie A_e, reducînd astfel curentul I_e de excitaţie, sub valoarea comandată de semnalul i, produs de blocul preamplificator P pînă la valoarea menţinerii curentului maxim.

Valoarea semnalului de referinţă i_M este reglabilă prin intermediul potenţiometrului traductor de curent maxim comandat T_M, căruia i se aplică un curent sau tensiune constantă I_c şi un semnal de comandă a curentului maxim I_0 de la controler, sub forma unei poziţii a cursorului potenţiometrului T_M.

Amplificatorul A_i poate fi realizat magnetic cu reacţie internă, iar în cazul în care se montează pe bara generatorului îndeplineşte şi funcţiunea de reductor de curent.

Limitatorul de tensiune se compune din reductorul de tensiune R_u şi amplificatorul de limitare A_u. Reductorul de tensiune se poate realiza printr-un divizor potenţiometric montat pe bare, şi din care rezultă tensiunea u_g proporţională cu tensiunea generatorului. La intrarea amplificatorului A_u se aplică suma algebrică a tensiunii u_g şi a tensiunii de polarizare u_M, care determină tensiunea maximă. Cînd tensiunea u_g este mai mare decît u_M, la ieşirea amplificatorului A_u rezultă semnalul de limitare I_u, care se aplică amplificatorului de excitaţie A_e reducînd curentul de excitaţie I_e, pînă la valoarea necesară menţinerii tensiunii maxime. Asupra amplificatorului A_u sînt valabile aceleaşi observaţii ca şi pentru amplificatorul limitator de curent A_i. Semiconductorul s_7 joacă acelaşi rol ca şi s_6.

Limitarea de curent şi tensiune poate fi realizată şi în alte moduri. De exemplu, se poate folosi un singur amplificator de limitare asupra căruia acţionează semnalele de depăşire a curentului sau tensiunii maxime, separate prin semiconductoare.

4.3. *Dispozitivul de antipatinare.* În perioada de pornire a vehiculului se poate produce patinarea roţilor motoare din cauza unui cuplu mare (produs de un curent mare) şi a unei valori reduse a coeficientului de frecare dintre roată şi şină. Patinarea micşorează efortul de tracţiune, îngreuind pornirea [4]. Pentru evitarea patinării se întrebuinţează un dispozitiv de antipatinare, ca în fig. 7, *a* sau 7, *b*.

În fig. 7, *a* un amplificator A_p primeşte la intrare semnalul de patinare şi produce la ieşire un semnal p, care se aplică amplificatorului de limitare a curentului sau tensiunii, sau direct

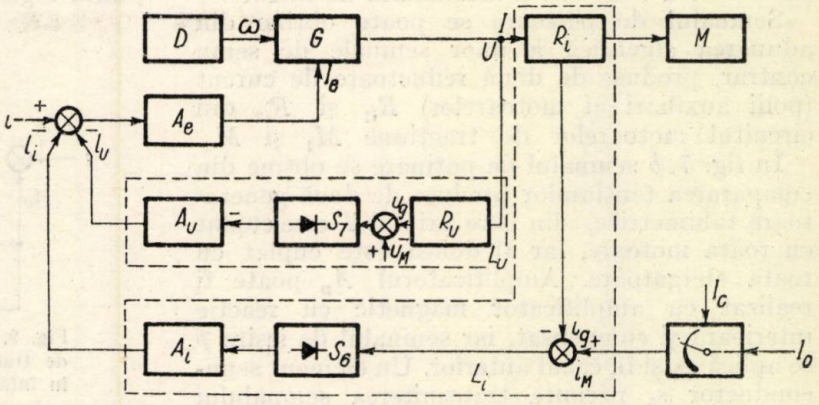


Fig. 6. Limitatorul de curent şi limitatorul de tensiune al generatorului principal.

amplificatorului de excitaţie, ca un semnal de dezexcitare. Din această cauză, patinarea are acelaşi efect ca şi depăşirea curentului sau tensiunii maxime şi se traduce prin comanda dezexcitării generatorului, pînă la valoarea necesară

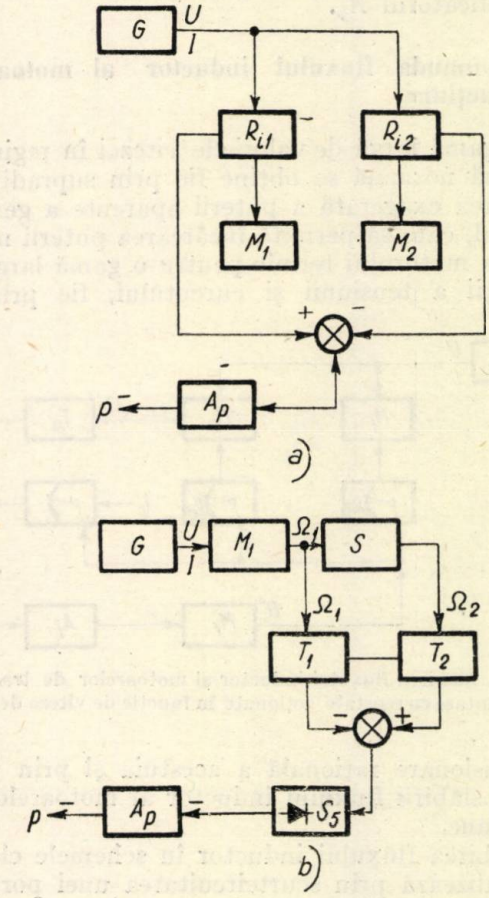


Fig. 7. Dispozitivul de antipatinare.

obţinerii limitei de aderenţă. Amplificatorul A_p poate fi realizat cu amplificator magnetic fără reacţie şi cu compensarea curentului de repaus, în vederea obţinerii unei caracteristici, astfel ca semnalul de ieşire să fie negativ, indiferent de semnul semnalului de intrare, iar valoarea absolută a semnalului de ieşire să fie proporţională cu valoarea absolută a semnalului de intrare.

Semnalul de patinare se poate obţine din adunarea algebrică a unor semnale de semn contrar, produse de două reductoare de curent (polii auxiliari ai motoarelor) R_{i1} şi R_{i2} din circuitul motoarelor de tracţiune M_1 şi M_2.

În fig. 7, *b* semnalul de patinare se obţine din compararea tensiunilor produse de două generatoare tahimetrice, din care primul T este cuplat cu roata motoare, iar al doilea este cuplat cu roata alergătoare. Amplificatorul A_p poate fi realizat cu amplificator magnetic cu reacţie interioară şi compensat, iar semnalul de ieşire p se aplică ca şi în cazul anterior. Un element semiconductor s_5 permite transmiterea semnalului spre amplificator numai cînd viteza roţii motoare Ω_1 depăşeşte viteza roţii alergătoare Ω_2. Dacă semnalul de patinare este suficient de puternic, se poate aplica direct la intrarea amplificatorului de limitare A_i sau A_u, nemai fiind atunci necesar amplificatorul A_p.

5. Comanda fluxului inductor al motoarelor de tracţiune

O gamă largă de valori ale vitezei în regim de sarcină normală se obţine fie prin supradimensionarea exagerată a puterii aparente a generatorului, care să permită încărcarea puterii nominale a motorului termic pentru o gamă largă de variaţii a tensiunii şi curentului, fie printr-o

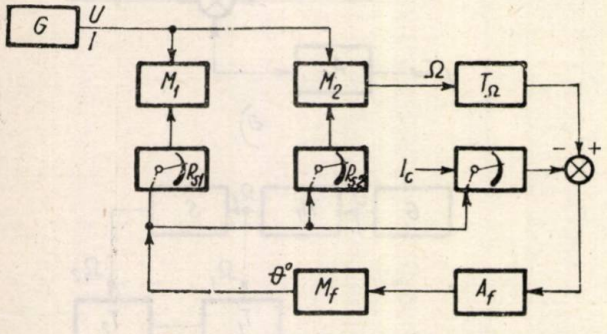


Fig. 8. Slăbirea fluxului inductor al motoarelor de tracţiune prin şuntare cu reostate acţionate în funcţie de viteza de mers.

dimensionare raţională a acestuia şi prin utilizarea slăbirii fluxului inductor al motoarelor de tracţiune.

Slăbirea fluxului inductor în schemele clasice se realizează prin scurtcircuitarea unei porţiuni a înfăşurării de excitaţie a motoarelor sau prin şuntarea cu rezistenţe a acestei înfăşurări. Şuntarea sau scurtcircuitarea se face în trepte, cu contactoare, prin comandă manuală sau automată, în funcţie de tensiunea generatorului sau viteza de mers. Aceste metode prezintă dezavantajul unui aparataj greu de comutare, cum şi a unui reglaj în trepte, care produce, inevitabil, şocuri în transmisie. În cele ce urmează se descriu două metode [4], [8], [9], care înlătură aceste neajunsuri, prin introducerea unui reglaj continuu al fluxului inductor.

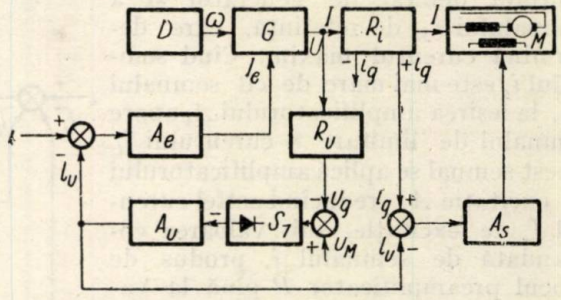


Fig. 9. Slăbirea fluxului inductor al motorului de tracţiune prin reglarea continuă a curentului în înfăşurarea de excitaţie separată în funcţie de tensiunea generatorului.

În fig. 8 se arată o schemă de comandă a fluxului inductor cu reglaj continuu prin şuntare cu reostate. Acestea sînt comandate automat în funcţie de viteza de mers. Procedeul este indicat în special pentru puteri mai mici [8].

Un servomotor M_f comandă două reostate R_{s1} şi R_{s2}, care şuntează înfăşurările de excitaţie ale motoarelor M_1 şi M_2 şi reostatul traductor de poziţie T_f. Un generator tahimetric traductor de viteză T_Ω, cuplat cu motorul M_2, produce o tensiune proporţională cu viteza motorului. Suma algebrică a tensiunilor furnizate de cele două traductoare este amplificată de amplificatorul A_f, care alimentează servomotorul M_f. Amplificatorul A_f poate fi realizat cu amplificatoare magnetice iar servomotorul poate fi de curent alternativ sau de curent continuu.

În fig. 9 se arată o schemă de reglaj continuu al fluxului inductor, aplicabil pentru orice puteri şi prezintă avantajul unei scheme statice, fără piese în mişcare [4], [9].

Motorul de tracţiune M este prevăzut cu o înfăşurare de excitaţie serie, care asigură funcţionarea cu flux slăbit şi o înfăşurare de excitaţie separată, parcursă de un curent comandat automat prin amplificatorul A_s. Acestuia i se aplică la intrare un semnal i_g, proporţional cu valoarea curentului rotoric I, provenit tot de la reductorul de curent R_i, dar cu semn invers faţă de cel care serveşte pentru limitarea curentului, aşa cum s-a arătat în fig. 6. În consecinţă, curentul debitat de amplificatorul A_s în înfăşurarea de excitaţie separată este proporţională cu valoarea curentului rotoric, iar suma amperspirelor înfăşurărilor serie şi separate asigură motorului caracteristica serie fără flux slăbit.

Reductorul de tensiune R_u, care serveşte şi pentru limitarea tensiunii, aşa cum s-a arătat

în fig. 6, produce o tensiune u_g proporţională cu tensiunea generatorului. Suma algebrică a semnalului u_g şi a semnalului de polarizare u_M se aplică, prin intermediul semiconductorului s_7, la intrarea amplificatorului A_u de limitare a tensiunii. Semnalul de ieşire l_u al acestuia se aplică pe de o parte amplificatorului de excitaţie A_e, pentru limitarea tensiunii şi pe de altă parte amplificatorului A_s pentru a reduce curentul din înfăşurarea separată şi prin aceasta reducerea fluxului inductor al motorului de tracţiune.

sului de mers al vehiculului făcîndu-se prin inversarea curentului în înfăşurarea de excitaţie. Puterea în excitare fiind cîteva procente din puterea motorului, aparatajul de inversare se reduce în consecinţă. Această alimentare a înfăşurărilor de excitaţie prezintă şi avantajul reducerii patinării [9].

6. Comanda injecţiei de combustibil

Cantitatea de combustibil injectată variază cu regimul de funcţionare, respectiv cu zona de eroare în care se stabileşte viteza de rotaţie.

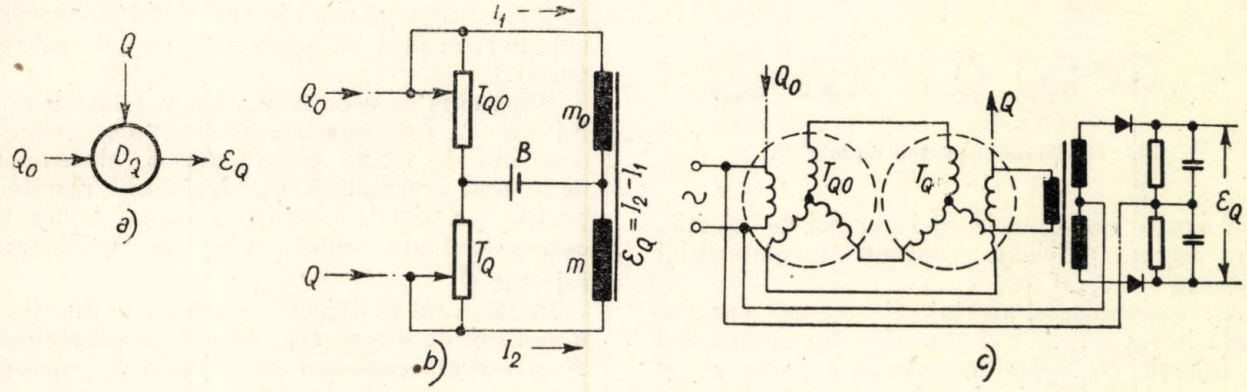


Fig. 10. Discriminatorul de injecţie (detectorul de abatere a injecţiei):
a – schema funcţională (simbolică); *b* – realizat cu reostate; *c* – realizat cu maşini sincrone (selsine).

În acest mod, regimul de sarcină normală se obţine pentru gama inferioară de viteze printr-o caracteristică constantă a motorului de tracţiune şi prin reglarea tensiunii generatorului, iar pentru gama superioară de viteze, prin păstrarea constantă a tensiunii generatorului şi prin reglarea continuă a fluxului inductor al motoarelor de tracţiune. Astfel, atît reglarea tensiunii generatorului, cît şi a fluxului inductor al motoarelor este realizată de comanda unică a regulatorului de excitaţie, în mod direct asupra excitaţiei generatorului şi indirect prin intermediul tensiunii generatorului asupra excitaţiei motorului de tracţiune.

Această construcţie a motorului cu două înfăşurări de excitaţie nu conduce la o mărire a gabaritului faţă de un motor normal cu caracteristică serie.

Amplificatorul A_s poate fi realizat cu amplificator magnetic sau amplidină. În cazul amplidinei, aceasta poate avea o putere de două ori mai mică, datorită posibilităţii inversării sensului curentului în înfăşurarea separată în regimul de flux slăbit.

Motorul de tracţiune poate fi, de asemenea, construit exclusiv cu o singură înfăşurare de excitaţie separată, comandată automat prin amplificatorul A_s, astfel ca să se obţină o caracteristică serie a motorului, cu posibilitatea reducerii fluxului în modul descris mai sus. Această construcţie a motorului permite suprimarea aparatajului de conectare, prin legarea directă a rotorului la barele generatorului, inversarea sen-

În zona I (fig. 1) corespunzătoare regimului de sarcină normală, injecţia este constantă şi este asigurată de servomecanismul de injecţie printr-o comandă directă de la controler. Această comandă rămîne constantă şi pentru alte regimuri.

În zona II (fig. 1) corespunzătoare regimurilor de sarcină limitată şi mers în gol şi în zona III, corespunzătoare regimului accidental, injecţia este variabilă şi comandată automat de către regulatorul de injecţie în funcţie de abaterea de viteză.

Abaterea injecţiei de la valoarea comandată este sezisată de discriminatorul de injecţie.

6.1. *Discriminatorul de injecţie de combustibil* sau detectorul de eroare a poziţiei tijei de comandă a pompei de injecţie, este un organ căruia i se aplică la intrare un semnal Q_0, ce reprezintă injecţia comandată şi un semnal Q, ce reprezintă injecţia reală, iar la ieşire rezultă un semnal ε_Q, ce reprezintă abaterea de poziţie, aşa cum apare în schema funcţională din fig. 10, *a*.

În fig. 10, *b* se arată un discriminator reostatic. Bateria B, sau o sursă de tensiune oarecare, alimentează două reostate T_{Q0} şi T_Q. Reostatul T_{Q0} este un traductor al injecţiei comandate şi primeşte de la controler semnalul Q_0, sub forma unei poziţii a cursorului său. Reostatul T_Q este un traductor al injecţiei reale şi primeşte semnalul Q de la tija de comandă a pompei de injecţie, sub forma unei poziţii a cursorului său. Abaterea injecţiei rezultă din diferenţa curenţilor

sau a amperspirelor celor două înfăşurări de comparaţie magnetică m şi m_0.

În fig. 10, *c* se arată un discriminator de injecţie cu maşini sincrone (selsine) şi detector de fază. Selsinul T_{Q0} are rotorul solidar cu controlerul, iar selsinul T_Q are rotorul cuplat cu tija de comandă a pompei de injecţie. Semnalul de eroare ε_Q rezultă la ieşirea detectorului de fază şi este proporţional cu diferenţa de poziţie a rotoarelor selsinelor.

6.2. *Servomecanismul de injecţie* asigură telecomandarea în regim de sarcină normală, a

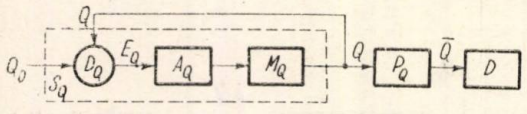


Fig. 11. Servomecanismul de injecţie.

unei poziţii constante a tijei pompei de injecţie, care asigură un debit constant de combustibil injectat.

Servomecanismul de injecţie S_Q aşa cum se arată în fig. 11, se compune din discriminatorul de injecţie D_Q, amplificatorul de injecţie A_Q şi servomotorul de injecţie M_Q.

Discriminatorul de injecţie poate fi de tip reostatic sau cu maşini sincrone.

Servomotorul M_Q acţionează pompa de injecţie P_Q, care alimentează motorul Diesel D. În funcţie de efortul ce trebuie să-l dezvolte servomotorul pentru comandarea pompei şi de timpul necesar de răspuns pentru servomecanism, servomotorul poate fi electrohidraulic, de curent alternativ bifazat etc. Dintre acestea, servomotorul electrohidraulic are calităţi remarcabile în ce priveşte robusteţea, efortul dezvoltat, puterea de comandă mult mai mică, timpul de răspuns şi gabaritul. Necesitatea unui circuit de ulei sub presiune nu constituie o dificultate în cazul folosirii pe motorul Diesel.

Amplificatorul A_Q poate fi realizat cu amplificatoare magnetice şi adaptat tipului de servomotor utilizat pe care-l alimentează. La intrarea amplificatorului se aplică semnalul de eroare a injecţiei ε_Q, care determină acţionarea servomotorului M_Q, pînă ce poziţia reală de injecţie Q este egală cu poziţia comandată Q_0.

Servomecanismul de injecţie este de tip astatic sau servomecanism de gradul I.

6.3. *Regulatorul de injecţie de combustibil* stabileşte relaţia dintre eroarea de viteză şi debitul de combustibil injectat în regimurile de sarcină limitată şi mers în gol, corespunzătoare zonei II (fig. 1) şi în regimul accidental, corespunzător zonei III (fig. 1). Rolul său este de a menţine constantă viteza de rotaţie a motorului Diesel, cu aproximaţia erorii din zonele II şi III, prin reglarea injecţiei, astfel ca valoarea cuplului rezultat să echilibreze cuplul rezistent variabil.

După cum se vede în fig. 12, regulatorului de injecţie R_Q i se aplică la intrare viteza reală ω, semnalul de viteză comandată ω_0 şi semnalul de injecţie comandată Q_0. La ieşire rezultă o poziţie Q a tijei de comandă a pompei de injecţie, corespunzătoare unui debit de combustibil injectat $\overline{Q}$.

Regulatorul de injecţie se compune din discriminatorul de viteză D_ω, blocul preamplificator P şi servomecanismul de injecţie S_Q, descrise anterior.

Servomecanismul de injecţie S_Q devine o buclă auxiliară cu acţiune proporţională, a regulatorului de injecţie.

În regimurile de sarcină limitată, mers în gol şi accidental se aplică servomecanismului de injecţie, de către blocul preamplificator P un semnal q, în funcţie de eroarea de viteză. În regim staţionar, semnalul la intrarea amplificatorului A_Q fiind nul, rezultă o eroare de in-

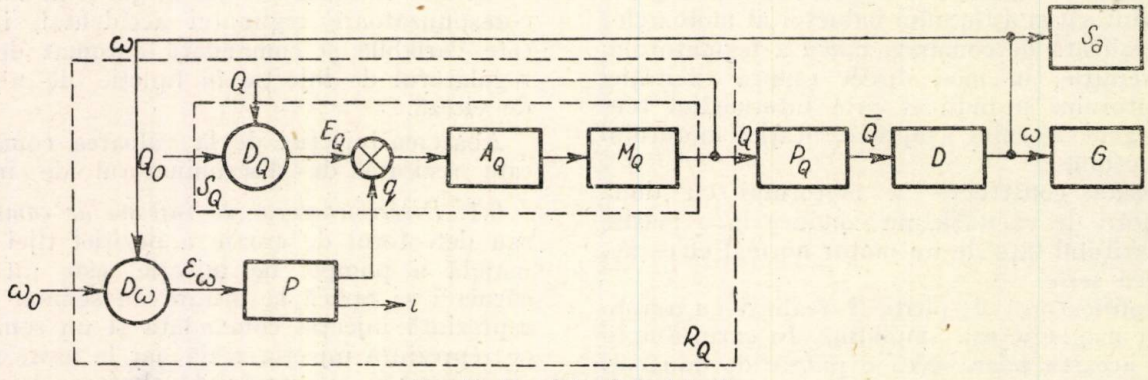


Fig. 12. Regulatorul de injecţie.

jecţie ε_Q egală şi de semn contrar cu semnalul q. Aceasta înseamnă că poziţia tijei de injecţie s-a deplasat de la valoarea constantă Q_0, cu o cantitate proporţională cu semnalul q. Rezultă deci, că injecţia reală Q, va rezulta din suma semnalelor Q_0 de comandă directă şi constantă pentru regimul de sarcină normală şi a semnalului q de comandă automată în funcţie de eroarea de viteză. Semnalul Q_0 are semn contrar semnalului q din zona II (fig. 3), astfel încît

creşterea erorii de viteză în această zonă să producă reducerea injecţiei aşa cum rezultă din fig. 13.

Regulatorul de injecţie este de tipul static sau servomecanism de gradul O.

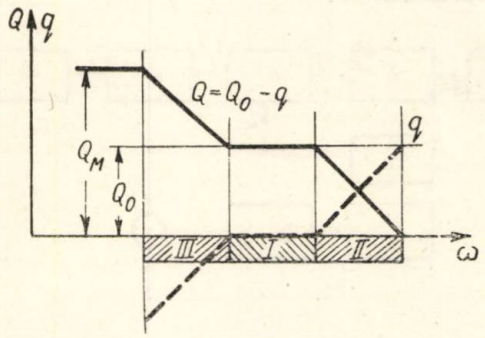


Fig. 13. Compunerea semnalului de comandă a injecţiei Q din semnalul de injecţie constantă Q_0 şi semnalul q în funcţie de abaterea vitezei de rotaţie.

6.4. *Reducerea zonelor de eroare.* Stabilirea vitezei de rotaţie în zona II (fig. 1) este determinată de apariţia unui semnal de limitare la intrarea amplificatorului de excitaţie. Dacă acest semnal de limitare, se aplică concomitent şi asupra amplificatorului A_{II} (fig. 4, *a, c, e, g*), sub forma unui semnal de polarizare, de semn contrar polarizării E_I, atunci ramura ascendentă u a curbei q din fig. 3, *b*, 3, *c* şi 14 se deplasează spre stînga, în interiorul zonei I. Această deplasare creşte cu semnalul de limitare, pînă ce ramura ascendentă u a curbei q devine u' şi ajunge în continuarea ramurii descendente v, după cum se observă în fig. 14. Un rezultat similar se obţine însumînd semnalul de aba-

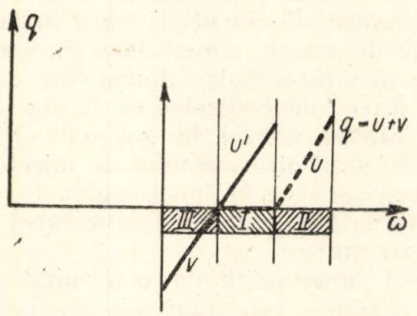


Fig. 14. Reducerea zonelor de eroare.

tere E_ω cu această polarizare şi deplasînd astfel viteza comandată. În consecinţă, viteza nu se va mai stabili în zona II ci în zona I, atît în regimul de sarcină normală cît şi în regimul de sarcină limitată şi mers în gol, care reprezintă un regim de limitare a curentului la valoarea nulă. Ca urmare, afară de regimul accidental de funcţionare anormală a motorului Diesel eroarea vitezei de rotaţie este totdeauna menţinută în interiorul zonei I, reducîndu-se astfel la jumătate eroarea statică maximă.

7. Comanda agregatului Diesel electric

Comanda agregatului Diesel electric se poate realiza printr-o manetă controler unică. În lucrări anterioare [5] s-au indicat două posibilităţi de realizare a acestei comenzi.

În fig. 15, *a* se arată primul procedeu de comandă. Orice poziţie a controlerului C se transmite simultan discriminatorului de injecţie D_Q, discriminatorului de viteză D_ω şi traductorului de curent maxim comandat T_i. Această poziţie reprezintă o valoare de putere constantă comandată pentru regimul de sarcină normală şi cuprinde semnalul de injecţie comandată Q_0, semnalul de viteză de rotaţie comandată ω_0 şi semnalul de curent maxim comandat I_0. Variaţia continuă a poziţiei controlerului, produce o variaţie continuă a vitezei şi injecţiei comandate pentru regimul de sarcină normală, respectînd condiţiile de randament optim dintre aceste mărimi. Curentul maxim comandat variază de la zero, la valoarea maximă admisibilă pentru prima porţiune a controlerului corespunzătoare regimului de pornire a vehiculului, după care rămîne constantă, în funcţiune de poziţia controlerului.

Viteza de rotaţie se păstrează constantă la valoarea comandată în toate regimurile de funcţionare cu aproximaţia erorilor statice din zonele I, II, şi III din fig. 1.

Injecţia se menţine constantă numai în zona I, corespunzătoare regimului de sarcină normală, iar în zona II, corespunzătoare regimului de sarcină limitată şi mers în gol, injecţia este redusă automat de către regulatorul de injecţie.

Procedeul de comandă a agregatului Diesel electric arătat în fig 15, *a se caracterizează prin menţinerea constantă a vitezei de rotaţie, în toate regimurile de funcţionare şi prin reducerea automată a puterii prin reducerea exclusiv a injecţiei în regimurile de sarcină limitată şi mers în gol, sub valoarea constantă comandată pentru regimul de sarcină normală, iar în regimul accidental prin mărirea automată a injecţiei pînă la valoarea maximă.*

Acest procedeu de comandă prezintă următoarele avantaje de exploatare :

permite funcţionarea în gol a motorului Diesel la orice viteză, în vederea reglării şi verificării funcţionării sale ;

asigură o funcţionare uniformă la viteză constantă în orice regim ; aceasta permite observarea oricărei defecţiuni prin modificarea vitezei ;

în cazul mai multor unităţi cuplate cu comandă unică, permite funcţionarea fără variaţii de viteză de rotaţie între agregate în regimurile de sarcină limitată şi prin aceasta observarea funcţionării normale şi a sincronizării ;

deoarece o serie de automatizări auxiliare de protecţie acţionează şi prin comandarea vitezei de ralanti a motorului Diesel, permite observarea imediată a intervenţiei unei protecţii.

În fig. 15, *b* se arată al doilea procedeu de comandă, similar cu cel descris, cu singura deosebire că semnalul de viteză comandată nu se transmite direct de la controler, ci indirect prin motorului Diesel şi în perioada de pornire este numai teoretic, deoarece această perioadă este scurtă şi pornirea se face totdeauna la viteze de rotaţie reduse ale motorului Diesel.

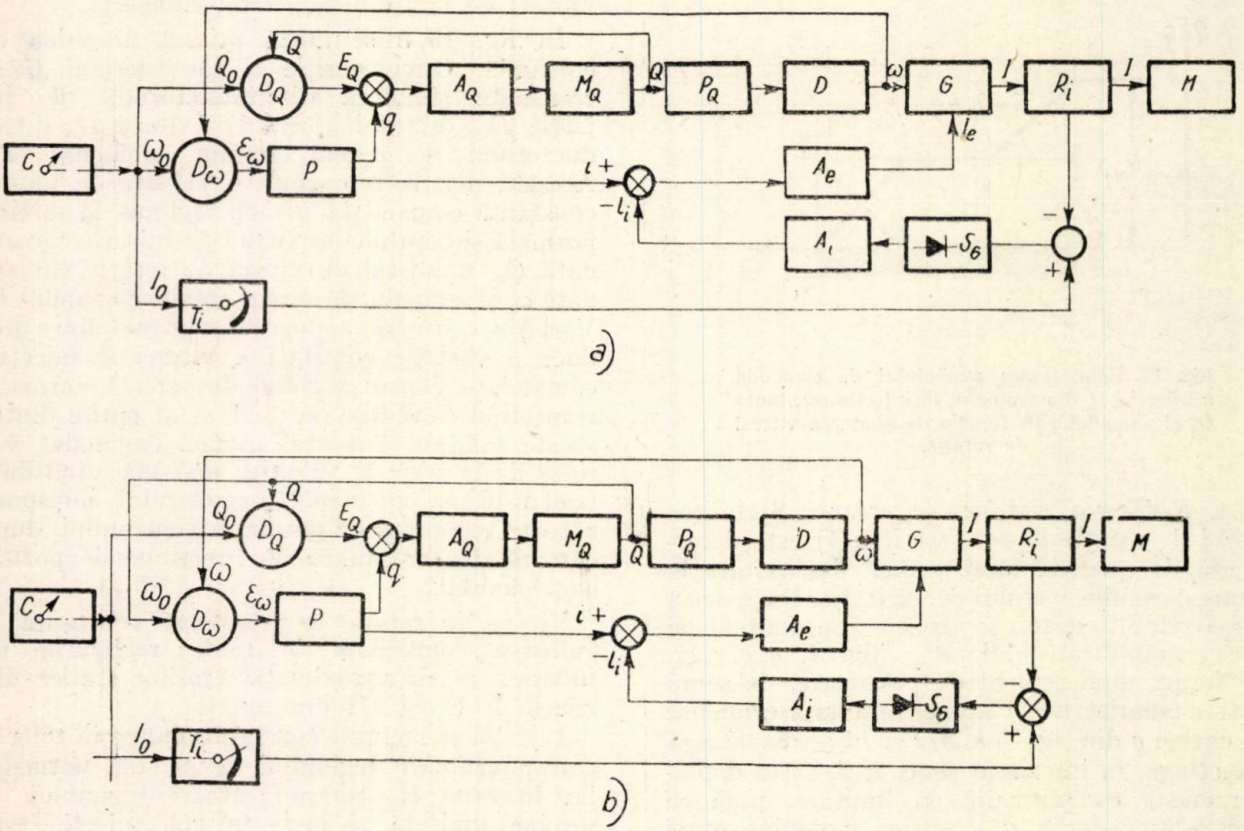


Fig. 15. Comanda agregatului Diesel-electric :

a — comanda la viteză de rotaţie constantă pentru toare regimurile de funcţionare şi reducere a injecţiei în regim de sarcină limitată ; *b* — comanda la viteza de rotaţie constantă exclusiv în regimul de sarcină normală şi reducerea simultană a injecţiei şi vitezei de rotaţie în regim de sarcină limitată.

intermediul servomecanismului de injecţie, care reproduce poziţia controlerului şi acţionează simultan pompa de injecţie P_Q şi discriminatorul de viteză D_ω. Din această cauză, în regimul de sarcină limitată, o dată cu reducerea injecţiei de combustibil, se reduce simultan şi viteza comandată.

Procedeul de comandă a agregatului Diesel electric, arătat în fig. 18, b se caracterizează prin menţinerea constantă a vitezei de rotaţie, exclusiv în regimul de sarcină normală şi prin reducerea automată şi simultană a injecţiei de combustibil şi a vitezei de rotaţie în regimurile de sarcină limitată, sub valorile comandate pentru regimul de sarcină normală, mergînd pînă la viteza minimă de mers în gol.

Acest procedeu nu prezintă niciunul din avantajele prezentate de cel dintîi şi în special, nu asigură motorului Diesel o funcţionare uniformă în regim de sarcină limitată, din cauza variaţiilor mari de sarcină şi viteză. Pornirea şi demararea vehiculului se face sub viteză variabilă a motorului Diesel.

Avantajul menţinerii regimului optim de funcţionare pe curba de randament optim al

În sfîrşit, există posibilitatea unui al treilea procedeu, constînd din utilizarea a două discriminatoare de viteză, comutabile (cu un singur traductor al vitezei reale), dintre care unul este acţionat direct de controler ca în fig. 15, *a* şi serveşte pentru mersul în gol, iar altul prin intermediul servomecanismului de injecţie ca în fig. 15, *b* şi serveşte la funcţionarea în sarcină. Comutarea se face o dată cu conectarea motoarelor de tracţiune.

În cazul funcţionării cu mai multe unităţi cuplate, comanda este unică şi poate fi efectuată de la oricare unitate. Controlerul fiecărei unităţi acţionează un număr de grupuri de elemente de comandă (D_{Q0}, $D_{\omega 0}$ şi T_i), egal cu numărul unităţilor. Printr-o comutare, fiecare unitate se poate cupla fie la grupul local al organelor de comandă, fie la unul din grupurile unităţii din care se face telecomandarea.

O altă posibilitate constă în acţionarea grupurilor organelor de comandă (D_{Q0}, $D_{\omega 0}$ şi T_i), ale tuturor unităţilor, prin servomecanisme de poziţie, ce pot fi comandate din fiecare unitate.

S-a studiat de asemenea [5] posibilitatea reducerii organelor de comandă de la trei la două

folosind un singur potenţiometru atît pentru comanda injecţiei de combustibil, cît şi pentru comanda vitezei de rotaţie.

În cazul fig. 15, *b*, problema telecomandării este similară. Grupul organelor de comandă se

un contactor K, în poziţia de „tracţiune" T_c, înseriază statorul M_s şi rotorul M_r al motorului de tracţiune M, iar în poziţia „frînare dinamică" F_d, conectează rotorul motorului M_r la rezistenţa R, iar statorul M_s la generatorul G.

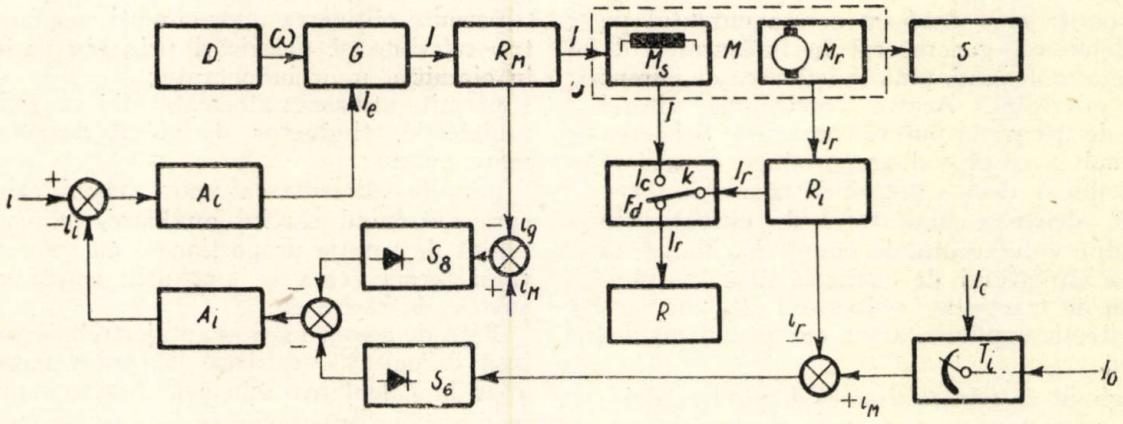


Fig. 16. Comanda şi reglarea automată a frînării dinamice.

reduce de la trei la două, însă comanda curentului maxim nu poate fi în nici un caz asigurată prin servomecanismul de injecţie.

8. Frînarea dinamică

Frînarea dinamică este o frînare de încetinire, ce se utilizează la viteze mari pentru reducerea uzurii bandajelor şi a saboţilor şi este eficace pentru o anumită gamă de viteze. În acest caz, motoarele de tracţiune funcţionează în regim de generator, antrenate de mişcarea vehiculului şi disipă puterea în sarcini artificiale constituite din rezistenţe montate pe vehicul.

De obicei se utilizează un aparataj aparte de comandă şi reglare automată a frînării dinamice.

Procedeul de frînare dinamică care se descrie are avantajele că foloseşte echipamentul normal de comandă şi reglare automată normal pentru tracţiune (cu excepţia unui reductor de curent şi bineînţeles a aparatajului de comutare a motoarelor), asigură o putere de frînare constantă pe o gamă largă de viteze şi nu necesită nici o comutare în echipamentul de comandă şi reglaj automat unic [10].

În fig. 16 se arată schema de comandă a transmisiei electrice în regim de tracţiune şi frînare dinamică care este identică cu schema limitatorului de curent din fig. 6, cu următoarele deosebiri :

reductorul de curent R_i, care serveşte la reglarea continuă a curentului maxim, prin comanda de la controler, este aşezat în circuit pe bara motorului de tracţiune M şi serveşte pentru limitarea curentului rotoric al acestuia, prin intervenţia asupra curentului de excitaţie al generatorului. În locul său, pe bara generatorului s-a aşezat al doilea reductor de curent R_M, care serveşte pentru comanda limitării curentului maxim al generatorului ;

În cazul a două motoare de tracţiune (putîndu-se extinde pentru mai multe), conexiunile se realizează ca în fig. 17. În această figură, liniile pline reprezintă conexiuni permanente, liniile întrerupte conexiuni în regimul de tracţiune, iar liniile întrerupte punctate conexiuni în regimul de frînare dinamică.

În regimul de frînare dinamică, generatorul G debitează în înfăşurarea de excitaţie a motorului de tracţiune. Curentul produs de rotorul motorului în rezistenţa R se limitează automat la valoarea constantă comandată de la controler prin traductorul T_i, datorită reglării automate a

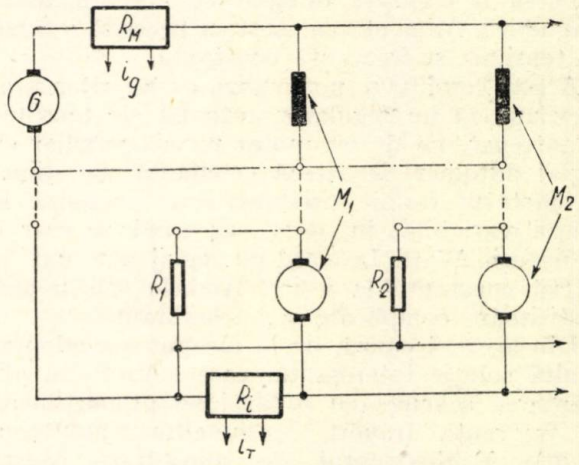


Fig. 17. Conexiunile de forţă în transmisia electrică :
——— conexiuni permanente ;
– – – – conexiuni în regim de tracţiune ;
– · —· – conexiuni în regim de frînare dinamică.

curentului de excitaţie al generatorului I_e. Rezistenţa R fiind constantă, puterea disipată în aceasta este şi ea constantă. Rezultă că o poziţie constantă a controlerului reprezintă o putere constantă de frînare în regimul de frînare

dinamică şi o putere constantă de tracţiune în regimul de sarcină normală.

Motorul produce un efect de frînare corespunzător puterii disipate în rezistenţa R. Pe măsura reducerii vitezei, pentru un curent constant în rezistenţa R, curentul de excitaţie al generatorului creşte şi o dată cu acesta curentul pe care-l debitează generatorul în înfăşurarea de excitaţie a motorului, pînă la valoarea de curent maxim admisibil. Acesta corespunde vitezei minime de frînare la putere constantă. Scăderea vitezei sub această valoare produce o scădere a curentului şi deci a puterii de frînare în rezistenţa R, deoarece limitatorul de curent prin intermediul reductorului de curent R_M limitează creşterea curentului de excitaţie al motorului. În regim de tracţiune, reductorul R_M lucrează ca o protecţie suplimentară a curentului maxim admisibil.

În regimul de frînare dinamică, puterea debitată de generator este redusă şi motorul termic lucrează în regim de sarcină limitată, la viteza de ralanti astfel încît curentul i de comandă a excitaţiei este maxim.

Comanda frînării dinamice se poate face prin avansarea manetei controlerului de la zero, în acelaşi sens ca şi pentru tracţiune şi printr-o comandă separată a comutării motoarelor, sau prin mişcarea controlerului de la zero în sens contrar şi în acest caz comutarea motoarelor poate fi comandată chiar de controler.

9. Alimentarea echipamentului de comandă şi reglare automată

Schema în ansamblu a fost concepută pentru a putea fi realizată integral cu amplificatoare magnetice. Alimentarea acestora necesită o sursă de tensiune şi frecvenţă constantă.

Aceste condiţii se pot realiza cu un alternator prevăzut cu un regulator automat de tensiune şi antrenat, fie de un motor termic auxiliar cu reglaj automat de viteză constantă, fie direct de motorul termic principal care lucrează la viteză variabilă, în acest caz fiind necesar o transmisie Ward Leonard cu reglaj automat de viteză constantă la ieşire. Ambele soluţii sînt costisitoare complicate şi ancombrante.

Din această cauză, de la început s-a adoptat o altă soluţie interesantă, care constă din alimentarea schemei cu o tensiune proporţională cu frecvenţa (raport tensiune/frecvenţă constant). Echipamentul de alimentare constă dintr-un alternator fără excitatrice al cărui ax este cuplat direct cu axul motorului Diesel şi care este prevăzut cu un regulator special de tensiune, care păstrează raportul tensiune/frecvenţă (respectiv tensiune/viteză de rotaţie) constant şi independent de sarcină. Acest procedeu de alimentare are următoarele avantaje:

echipamentul de alimentare este ieftin şi robust;

puterea alternatorului şi puterea de ieşire a amplificatoarelor magnetice creşte cu frecvenţa (respectiv cu viteza de rotaţie a motorului termic), ceea ce este util, ducînd la o dimensionare mai economică a amplificatoarelor şi a alternatorului;

permite obţinerea unor curenţi constanţi pentru referinţe şi polarizări prin simpla inserare în circuit a unor inductanţe;

permite utilizarea alternatorului ca generator tahimetric, traductor de viteză de rotaţie de mare putere;

permite alimentarea unor maşini asincrone, care antrenînd sarcini auxiliare, le asigură o viteză de rotaţie proporţională cu viteza motorului termic, ceea ce este util pentru ventilatoarele de răcire etc.

Faţă de aceste mari avantaje trebuie subliniat însă dificultăţile serioase de ordin teoretic ce apar la calcularea schemei, deoarece prin alimentarea la raport constant tensiune/frecvenţă, amplificatoarele magnetice îşi păstrează curentul de repaus, însă îşi modifică atît caracteristicile statice cît şi cele dinamice.

10. Regulatorul de tensiune al alternatorului auxiliar

În fig. 18 se arată regulatorul de tensiune R_a al alternatorului auxiliar T_ω, care este un servomecanism de gradul 0, împreună cu montajul din care reies funcţiunile sale de traductor de viteză, sursă de polarizări şi alimentare.

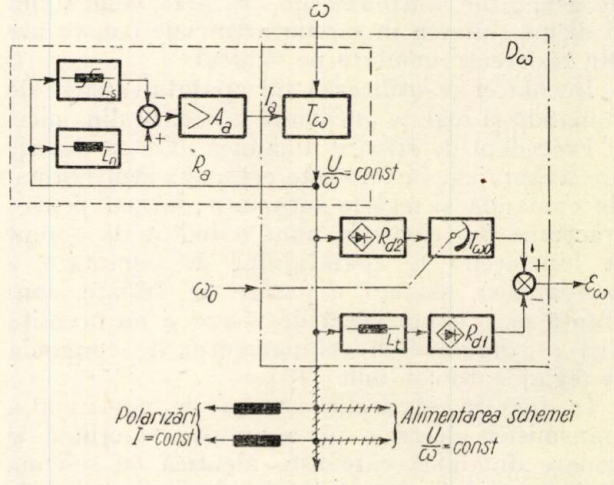


Fig. 18. Regulatorul de tensiune al alternatorului auxiliar.

Alternatorul este antrenat de către motorul termic şi produce o tensiune proporţională cu viteza, respectiv cu frecvenţa.

Curentul I_a de excitaţie al alternatorului se obţine la ieşirea amplificatorului de excitaţia A_a, prin amplificarea semnalului de eroare a raportului tensiune/frecvenţă. Amplificatorul A_a se realizează cu amplificator magnetic trifazat cu reacţie internă.

Eroarea raportului tensiune/frecvenţă se obţine din însumarea algebrică a unui curent proporţional cu raportul tensiune/frecvenţă, obţinut prin inductanţa nesaturată L_n, cu un curent proporţional (aproximativ) cu puterea α a raportului tensiune/frecvenţă, obţinut prin inductanţa saturabilă L_s.

Alternatorul auxiliar T_ω lucrează şi ca traductor al vitezei de rotaţie a motorului termic, în montajul care formează discriminatorul de viteză, în schema funcţională din fig. 18 şi cu notaţiile corespunzătoare fig. 2, *c*.

De asemenea apar în fig. 18 conexiunile de polarizare cu curent constant şi conexiunile de alimentare ale echipamentului de reglare automată, care sînt trasate prin linii pline tăiate oblic.

11. Schema de ansamblu a echipamentului de comandă şi reglare automată a agregatului Diesel electric

În fig. 19 se arată schema funcţională de ansamblu a unui echipament de comandă şi reglare automată pentru acţionare Diesel electrică ce poate fi realizată integral cu amplificatoare magnetice.

Schema funcţională de ansamblu şi notaţiile corespund schemelor şi subansamblelor descrise, cu deosebirea că discriminatoarele de viteză şi injecţie s-au descompus în părţile lor componente : traductoare şi mixere (elemente de însumare) şi s-a adăugat alimentarea schemei reprezentată prin linii pline tăiate oblic. Nu s-au notat mixerele ale căror funcţiuni sînt evidente.

În fig. 19, motorului Diesel *D*, i se asigură combustibilul injectat de către pompa de injecţia P_Q şi la rîndul său asigură antrenarea generatorului principal *G*, a alternatorului auxiliar T_ω şi serviciilor auxiliare S_a (compresor, ventilator, generator de încărcare a bateriei de acumulatoare etc.). Generatorul principal *G*, cu excitaţie separată, alimentează motoarele de tracţiune. Pentru simplificarea desenului s-a figurat în schemă un singur motor de tracţiune *M*.

Discriminatorul de viteză de rotaţie cuprinde alternatorul trifazat auxiliar T_ω, reostatul traductor al vitezei comandate $T_{\omega 0}$, inductanţa L_t şi punţile de redresare R_{d1} şi R_{d2} (ca în fig. 2, *c* şi 18).

Regulatorul de tensiune al alternatorului cuprinde inductanţele L_n şi L_s şi amplificatorul A_a (ca în fig. 18), realizat cu amplificator magnetic trifazat cu reacţie internă.

Discriminatorul de injecţie cuprinde reostatul traductor al injecţiei comandate T_{Q0} şi reostatul traductor al injecţiei reale T_Q. Alimentarea acestora se face prin puntea de redresare R_{d3} care înlocuieşte bateria *B* din fig. 10, *b*.

Traductorul de curent maxim comandat T_i şi polarizarea limitatorului de tensiune se alimentează prin puntea de redresare R_{d4}, înseriată cu o inductanţă.

Maneta controlerului *C* acţionează simultan traductoarele T_{Q0}, T_ω şi T_i. Poziţia cursoarelor acestora reprezintă injecţia comandată Q_0 şi viteza de rotaţie comandată ω_0 pentru regimul de sarcină normală şi semnalul de comandă a curentului maxim I_0.

Regulatorul de excitaţie, cuprinde ca în fig. 5, discriminatorul vitezei de rotaţie, preamplificatorul *P* realizabil cu amplificatoare magnetice după una din schemele funcţionale arătate în fig. 4, *a*, *c*, *e*, *g* şi amplificatorul de excitaţie A_e.

Limitatorul de tensiune cuprinde, ca în fig. 6, amplificatorul de limitare A_u, reductorul de tensiune R_u şi semiconductorul s_7.

Limitatorul de curent cuprinde, ca în fig. 6 şi 16, amplificatorul de limitare A_i, reductoarele de curent R_i şi R_M şi semiconductoarele s_6 şi s_8.

Servomecanismul de injecţie cuprinde (ca în fig. 11) discriminatorul de injecţie amintit, amplificatorul de injecţie A_Q şi servomotorul de injecţie M_Q.

Regulatorul de injecţie cuprinde (ca în fig. 12) discriminatorul de viteză de rotaţie, preamplificatorul *P* şi servomecanismul de injecţie amintit anterior.

Regulatorul fluxului inductor al motoarelor de tracţiune cuprinde (ca în fig. 9) amplificatorul A_s, reductorul de curent R_M, reductorul de tensiune R_u, semiconductorul s_7 şi amplificatorul limitator de tensiune A_u.

Dispozitivul de antipatinare cuprinde (ca în fig. 7, *b*) generatoarele tahimetrice T_1 şi T_2, semiconductorul s_5 şi amplificatorul de limitare A_i.

Comanda frînării dinamice cuprinde comutatorul *K*, reductorul de curent R_i, traductorul T_i, semiconductorul s_6, reductorul de curent maxim R_M, semiconductorul s_8 şi amplificatorul de limitare A_i.

Afară de cele descrise mai sus, echipamentul de comandă şi automatizare mai conţine o serie de circuite auxiliare de protecţie a motoarelor de tracţiune şi a motorului Diesel (depăşirea temperaturii apei de răcire, lipsa presiunii uleiului de ungere etc.) cum şi de automatizări auxiliare (încărcarea automată a bateriei de acumulatoare, cu un regulator cu amplificatoare magnetice, dispozitiv de om mort etc.). Acestea nu s-au figurat, deoarece nu prezintă un interes deosebit, fiind lucruri cunoscute.

Un echipament realizat integral cu amplificatoare magnetice, după schema descrisă, este în funcţiune pe un automotor Diesel electric. La acesta, protecţia motoarelor de tracţiune este realizată prin relee cu amplificatoare magnetice, care acţionează prin dezexcitarea generatorului şi aducerea motorului Diesel la ralanti.

Din cauza puterii specifice mici (CP/t) aparatajul necesar pentru dispozitivul de antipatinare şi de frînare dinamică nu au mai fost menţinute pe automotorul experimental. Întregul echipament de automatizare a fost montat pe cele

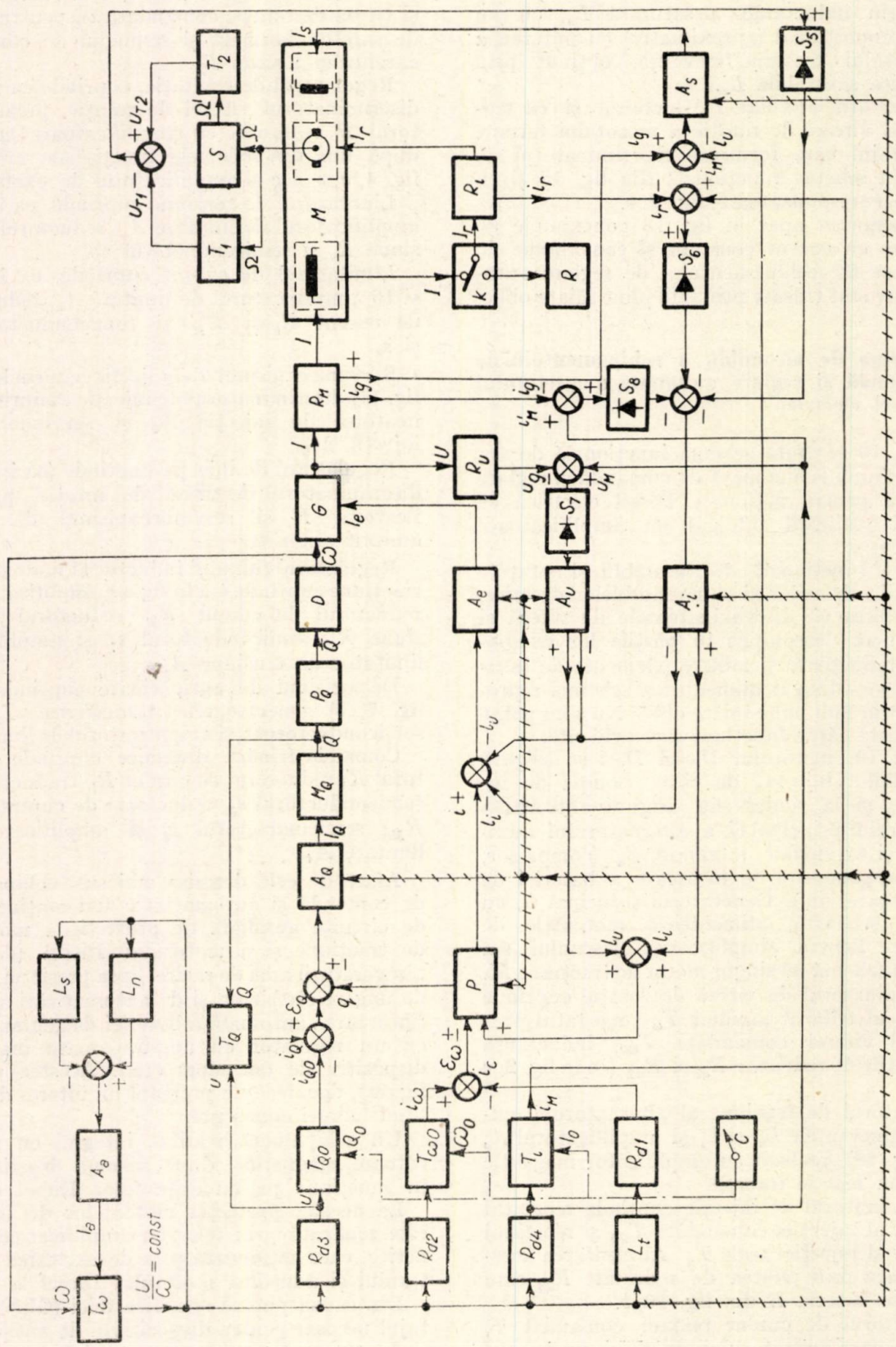


Fig. 19. Schema funcțională de comandă și reglare automată a acționării Diesel-electrice.

două feţe ale unui panou de 850 × 360 mm, exclusiv cele două amplificatoare trifazate, fiecare cu o putere de dimensionare de 4 kW, aşezate într-o cuvă cu ulei cu dimensiunile de 360 × × 720 × 200 mm.

12. Stabilitatea dinamică

Stabilitatea dinamică a schemei constituie o problemă aparte şi va face obiectul unei publicaţii viitoare. Ne vom mărgini aici numai la prezentarea cîtorva aspecte relative la echipamentul realizat şi experimentat cu amplificatoare magnetice.

La proiectarea echipamentului s-a acordat o atenţie deosebită problemelor de stabilitate, întrucît din motive de economie nu s-a amenajat un stand de probă, echipamentul complet realizat montîndu-se şi reglîndu-se direct pe automotor.

Problemele de stabilitate au fost îngreuiate de faptul că s-a dispus de un alternator de frecvenţă redusă, de alimentare a schemei cu tensiune şi frecvenţă variabilă cuprinsă între 40 şi 100 Hz, ceea ce antrenează o variaţie în consecinţă a caracteristicilor statice şi dinamice ale amplificatoarelor magnetice, cum şi de utilizarea ca material magnetic a tolei de oţel siliciu normală de transformator. De asemenea la aceasta a contribuit şi faptul că s-a dispus de un generator cu o constantă de timp foarte mare şi de un motor Diesel rapid şi cu inerţie mică.

Cu toate acestea s-au obţinut o stabilitate bună, un răspuns rapid şi aperiodic pentru toate buclele de reglaj.

Faţă de prevederile iniţiale a fost necesară modificarea unei reţele corectoare pentru reducerea timpului de răspuns al regulatorului de excitaţie al generatorului.

S-a realizat stabilitatea dinamică a următoarelor bucle cu reacţie :

servomecanismul de injecţie ;
regulatorul de injecţie ;
regulatorul de excitaţie al generatorului ;
limitatorul de curent al generatorului ;
limitatorul de tensiune al generatorului ;
regulatorul de tensiune al alternatorului auxiliar.

Stabilizarea s-a realizat cu reţele corectoare serie şi în circuite de reacţie.

Pentru menţinerea stabilităţii în timp, reţelele corectoare s-au realizat cu inductanţe şi transformatoare, deoarece folosirea reţelelor cu capacităţi, în cazul amplificatoarelor magnetice, care se caracterizează prin impedanţe reduse de lucru, conduce la condensatoare electrolitice de capacităţi mari, care sînt sensibile la temperatură şi nu prezintă o stabilitate suficientă în timp.

De asemenea s-a evitat utilizarea reacţiilor tahimetrice, deoarece acestea conduc la soluţii scumpe.

Stabilitatea de interconexiune s-a obţinut prin realizarea de caracteristici de frecvenţă şi timp de răspuns diferit, pentru regulatoarele interconectate. În această problemă un rol important a revenit încercărilor experimentale.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Maşinostroenie*, 13 (1949) p. 574—586, Moscova.

[2] GOWAN, M. C. : *Diesel Electric Locomotives Handbook*, New York, 1950.

[3] WHITWELL, G. A. : *Le régulateur de champ BBC à servomoteur* BBC Rev. 1954, 3/4, p. 112—120.

[4] CUNESCU, S. şi FINTESCU, D. : *Memoriu rezumativ privind posibilităţile de realizare a locomotivelor Diesel electrice de 4 000 CP în R.P.R.*. Lucrare nepublicată M.I.M.C.M. şi M.E.E.I.E., aprilie 1955.

[5] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R : *Automatizarea complexă a unui automotor sau locomotivă cu maşină termică şi transmisie electrică.* Lucrare nepublicată februarie 1956. Depusă M.E.E.I.E., I.C.P.E.T., M.I.M.C.M. şi M.C.F.

[6] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R. : *Sistem de comandă şi reglare automată pentru acţionare Diesel electrică.* Oficiul de Stat pentru Invenţii D-41551.

[7] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R. : *Discriminator electric al vitezei de rotaţie.* Oficiul de Stat pentru Invenţii D-41834 .

[8] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R. : *Acţionarea şi automatizarea locomotivelor şi automotoarelor cu motor termic şi transmisie electrică, folosind amplificatoare magnetice.* Comunicare ţinută la a II-a Consfătuire naţională asupra automatizărilor industriale organizată de Comisia de automatizări a Academiei R.P.R., iunie, 1957.

[9] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R. : *Sistem de comandă a transmisiei electrice în acţionarea Diesel electrică sau turboelectrică.* Oficiul de Stat pentru Invenţii, D-41835.

[10] FINTESCU, D. şi ZĂRONI, R. : *Sistem de frînare dinamică pentru vehicule cu acţionare Diesel electrică sau turboelectrică* Oficiul de Stat pentru Invenţii, I-52977.

[11] ELHENNY, SW Mc, şi SMITH, R. M. : *Static control for Diesel Electric Locomotives.* Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. Part. II, 73 (1954), 158—160.

EDMOND NICOLAU, NICOLAE SIMION, GHEORGHE VOICULESCU, ADRIAN WEISS *)

Elemente neliniare pentru simulatoare şi calculatoare analogice

Realizări experimentale

CZ 681.142–523.8 : 621.376.232.2

Scopul prezentului articol este de a prezenta o serie de studii experimentale efectuate asupra unor elemente neliniare cu diode, realizate în vederea utilizării lor în simulatoare şi calculatoare

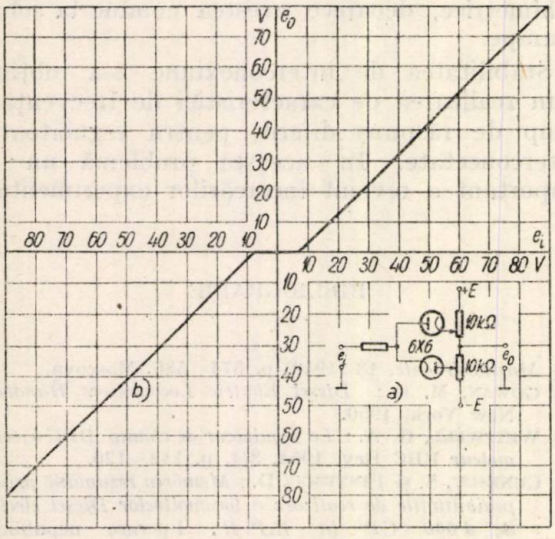


Fig. 1. Element cu prag de sensibilitate şi pantă pozitivă. Schema (*a*) şi caracteristica corespunzînd unei polarizării de 6 V (*b*)

electronice. Aparatele au fost realizate în cadrul programului de construire a unui calculator electronic în Catedra de Tuburi electronice şi Tehnică nucleară a Institutului Politehnic Bucureşti.

De oarece partea teoretică a acestor elemente s-a dat [1], în articolul de faţă se vor da numai rezultatele experimentale obţinute.

Cele mai simple elemente sînt elementele cu prag de sensibilitate, care se pot realiza cu diode polarizate, dacă panta este pozitivă. În fig. 1 se dă schema unui astfel de element şi caracteristica corespunzătoare unei tensiuni de polarizare de 6 V. Caracteristica corespunde cazului în care cele două polarizări sînt egale. Evident, montajul permite variaţia pragului de sensibilitate între valorile $+E$ şi $-E$.

Alt element fundamental este amplificatorul de curent continuu. S-a căutat a se realiza amplificatoare cît mai simple, care să asigure totuşi o funcţionare satisfăcătoare.

În acest scop s-au studiat mai multe scheme de amplificatoare de curent continuu. După mai multe încercări asupra cărora nu se va insista, s-au realizat două tipuri de amplificatoare, avînd schemele din fig. 2, *a* şi *b*.

*) Ing. EDM. NICOLAU este profesor şi N. SIMION, GH. VOICULESCU, A. WEIS studenţi ai Institutului Politehnic Bucureşti

Amplificatorul cu două tuburi utilizează ca prim tub pentoda 6SJ7, iar ca al doilea tub o triodă care este o jumătate din tubul 6SN 7. Acest procedeu nu este neeconomic, de oarece a doua jumătate a tubului 6SN7 este utilizată în alt amplificator. Se ştie că în calculatoare intervin un număr mare de amplificatoare de curent continuu.

Pentru a se mări amplificarea, s-a introdus o reacţie pozitivă prin rezistenţa variabilă RP. S-a adoptat valoarea de circa 150 kΩ, realizată dintr-un potenţiometru de 100 kΩ în serie cu o rezistenţă fixă de 50 kΩ.

Introducerea reacţiei pozitive duce evident la o creştere a amplificării care este de 183 fără reacţie şi de circa 1 000 cu reacţie. Evident, amplificarea este mică pentru amplificatoarele utilizate în calculatoare, în special pentru amplificatoare integratoare — dar s-a dovedit a fi acceptabilă pentru realizarea de circuite neliniare.

O problemă importantă la toate amplificatoarele de curent continuu este aceea a derivei. De oarece la aceste amplificatoare problema derivei nu este critică, nu s-a prevăzut un dispozitiv special pentru corecţia automată a derivei.

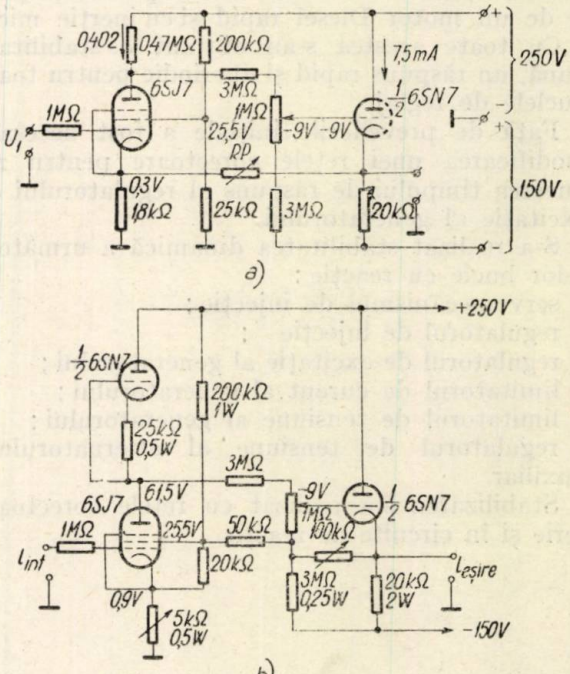


Fig. 2. Schemele unor amplificatoare de curent continuu cu două (*a*) şi trei tuburi (*b*).

Tensiunea de ieşire se măsoară cu un instrument şi se reglează potenţiometrul de 1 MΩ spre a readuce tensiunea de ieşire.

În ceea ce priveşte variaţia în timp a tensiunii de ieşire, practic s-a dovedit că ea este suficient

de mică spre a nu necesita introducerea dispozitivelor de corecţie automată. Amplificatorul s-a dovedit a fi liniar pentru tensiuni de ieşire mai mici de 35 V.

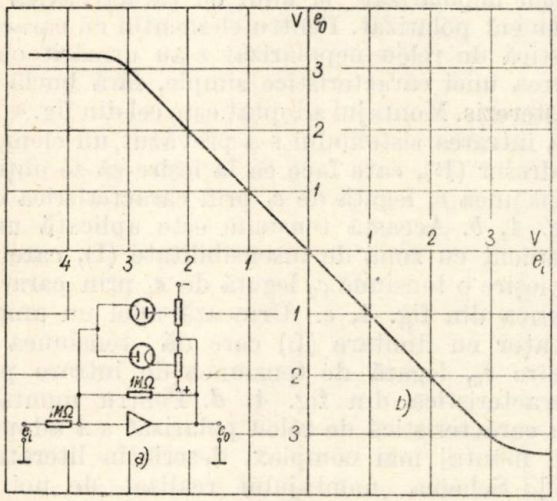


Fig. 3. Montaj cu limitarea amplitudinii la ieşire (*a*) şi caracteristica obţinută (*b*).

Amplificatorul cu trei tuburi are o amplificare de 200 fără reacţie pozitivă şi de cîteva

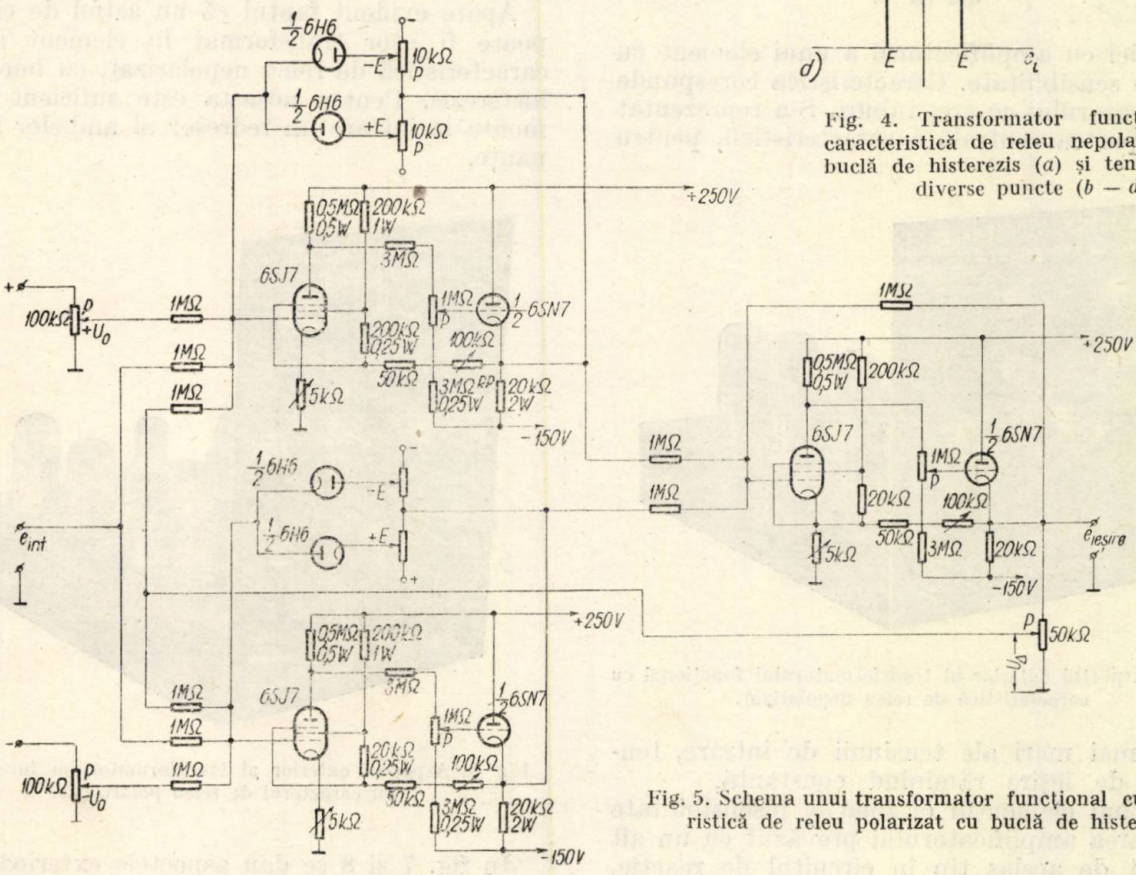


Fig. 5. Schema unui transformator funcţional cu caracteristică de releu polarizat cu buclă de histerezis.

mii cu reacţia introdusă. Nu este însă recomandabil de a lucra cu amplificări prea mari, peste 1 500—2 000 de oarece apare o instabilitate a montajului, care face să treacă uşor în regim oscilant.

Pentru negativarea primului tub s-a ales un sistem de negativare semiautomată, montînd în catod un rezistor. Prin acest rezistor circulă atît curentul anodic cît şi cel de ecran şi încă un curent de circa 1 mA al divizorului de ten-

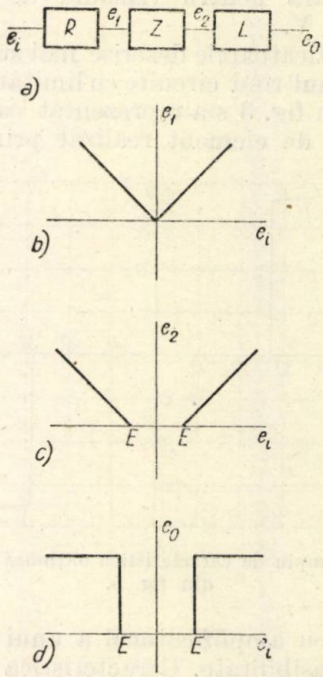


Fig. 4. Transformator funcţional cu caracteristică de releu nepolarizat fără buclă de histerezis (*a*) şi tensiunile în diverse puncte (*b* — *d*).

siune pentru ecran. În modul acesta se obţine un compromis între reducerea amplificării datorită reacţiei negative şi variaţia punctului de

funcţionare. Se obţine de asemeni o posibilitate simplă de a ajusta în mod simplu punctul de funcţionare al tubului dela intrare. Introducerea rezistorului din catod permite reglarea punctului de funcţionare la diverse amplificatoare, la care tuburile prezintă caracteristici diferite — din fabricaţie. Amplificatorul are o caracteristică liniară pentru tensiuni de ieşire mai mici de 45 V.

Cu amplificatoarele descrise mai sus s-au realizat în primul rînd circuite cu limitarea tensiunii de ieşire. În fig. 3 s-a reprezentat caracteristica unui astfel de element realizat prin montarea

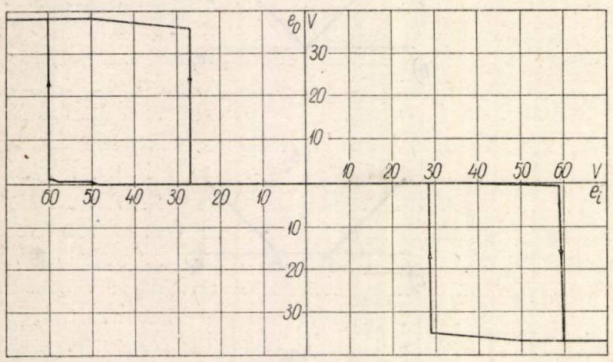


Fig. 6. Exemplu de caracteristica obţinută cu montajul din fig. 5.

în paralel cu amplificatorul a unui element cu prag de sensibilitate. Caracteristica corespunde amplificatorului cu trei tuburi. S-a reprezentat numai partea centrală a caracteristicii, pentru

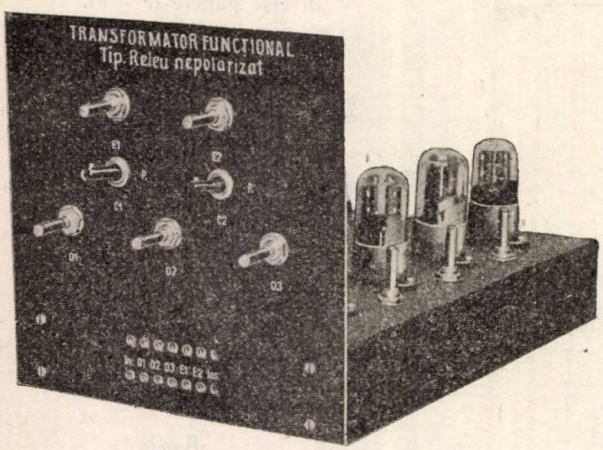


Fig. 7. Aspectul exterior al transformatorului funcţional cu caracteristică de releu nepolarizat.

valori mai mari ale tensiunii de intrare, tensiunea de ieşire rămînînd constantă.

Montînd elementul cu zonă de insensibilitate la intrarea amplificatorului prevăzut cu un alt element de acelaş tip în circuitul de reacţie, spre a obţine o limitare a caracteristicii, se obţin caracteristici prezentînd în acelaş timp şi zonă de insensibilitate şi limitarea amplitudinii la ieşire.

Studii mai detailate s-au efectuat cu privire la posibilitatea obţinerii unor elemente cu caracteristici de releu polarizat sau nepolarizat.

S-a realizat un element cu caracteristică de releu nepolarizat şi unul cu caracteristică de element polarizat. Pentru elementul cu caracteristică de releu nepolarizat s-au urmărit obţinerea unei caracteristice simple, fără buclă de histerezis. Montajul adoptat este cel din fig. 4, *a*. La intrarea sistemului s-a prevăzut un element redresor (R), care face ca la ieşire să se obţină tensiunea e_1 legată de e_i prin caracteristica din fig. 4, *b*. Această tensiune este aplicată unui element cu zonă de insensibilitate (I), care dă la ieşire o tensiune e_2 legată de e_i prin caracteristica din fig. 4, *c*. Urmează apoi un amplificator cu limitare (L) care dă tensiunea de ieşire e_0, legată de tensiunea de intrare prin caracteristica din fig. 4, *d*. Pentru montajul cu caracteristică de releu polarizat s-a adoptat un montaj mai complex, descris în literatură [1]. Schema montajului realizat de noi se dă în fig. 5.

Se remarcă faptul că s-a utilizat amplificatorul cu două tuburi. Un exemplu de caracteristica obţinută se dă în fig. 6. Se pot obţine cu acest montaj toate caracteristicile descrise în literatură pentru relee de acest tip.

Apare evident faptul că un astfel de circuit poate fi uşor transformat în element avînd caracteristică de releu nepolarizat, cu buclă de histerezis. Pentru aceasta este suficient a se monta la intrare un redresor al ambelor alternanţe.

Fig. 8. Aspectul exterior al transformatorului funcţional cu caracterul de releu polarizat.

În fig. 7 şi 8 se dau aspectele exterioare ale transformatoarelor funcţionale cu caracteristici de releu polarizat şi nepolarizat.

În partea de jos a panoului frontal se află bornele de intrare şi ieşire şi bornele de con-

trol ale derivei la diversele amplificatoare. Tot pe panoul frontal se află butoanele de control ale potenţiometrilor din montaj : potenţiometrii

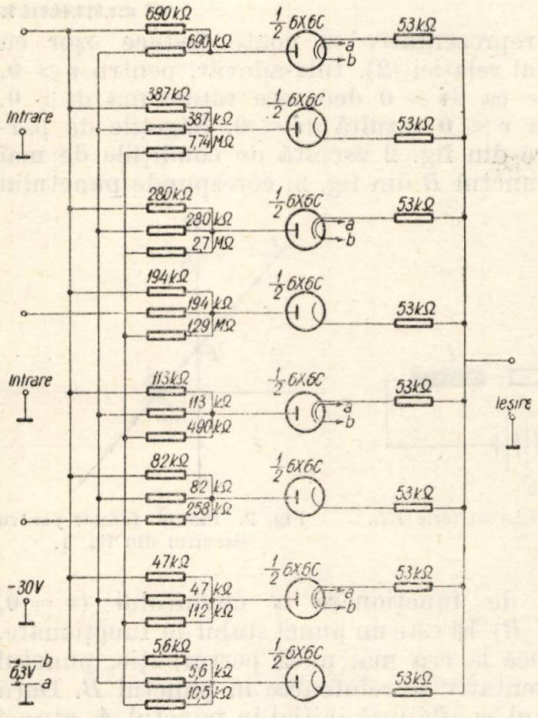


Fig. 9. Schema unui transformator funcţional cu caracteristică pătratică.

care controlează tensiunile de polarizare a diodelor, potenţiometrii de reglaj ai amplificărilor etc.

Transformatoarele astfel realizate au avut o comportare bună atît în regim lent, cvasi staţionar, cît şi în regim variabil cu o frecvenţă nu prea mare.

S-a realizat şi studiat de asemeni un element cu diode avînd o caracteristică pătratică. Principiul de funcţionare este clasic. Se utilizează diode polarizate paralel. Schema de realizare a transformatorului cu caracteristică pătratică se dă în fig. 9, iar în fig. 10 se dă aspectul său exterior, alături de al unui amplificator de curent continuu.

Amplificatorul ce apare în fotografia din fig. 10 a fost realizat spre a fi utilizat împreună cu transformatorul cu diode, într-un circuit electronic de înmulţire.

Acest fapt apare evident şi din schema transformatorului funcţional, care de fapt realizează în acelaş timp şi adunarea a două tensiuni şi ridicarea la pătrat a sumei obţinute. Schema se referă la cazul în care ambele tensiuni sînt pozitive.

Cuadratorul este proiectat spre a da la ieşire o tensiune $(u_1 + u_2)^2/10$, tensiunile u_1 şi u_2

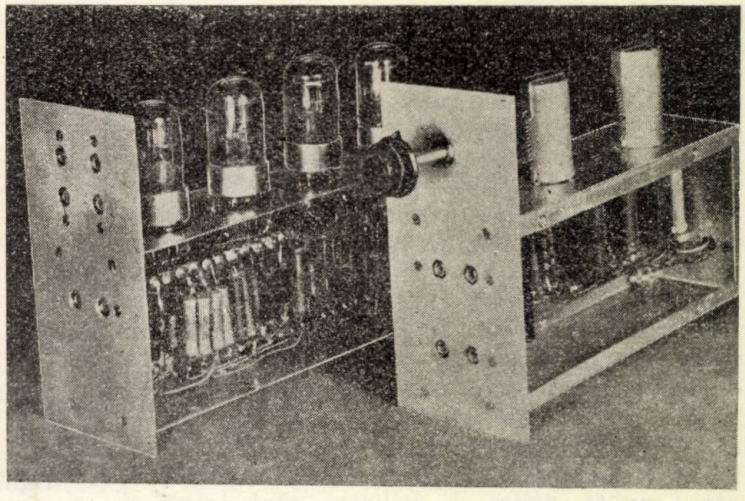


Fig. 10. Aspectul exterior al unui transformator funcţional cu caracteristică pătratică (stînga) şi al unui amplificator de curent continuu (dreapta).

fiind ambele pozitive şi mai mici de 10 V.

În afara aparatelor realizate şi descrise în prezentul articol, colectivul catedrei de Tuburi electronice şi Tehnică nucleară a Institutului Politehnic Bucureşti studiază actualmente şi alte elemente neliniare, după cum studiază şi unele elemente liniare ale calculatoarelor electronice. Ne propunem a prezenta rezultatele pe măsura obţinerii lor.

BIBLIOGRAFIE

[1] NICOLAU, EDM. : *Elemente neliniare utilizate în simulatoare şi calculatoare analogice. (I. Principii fizice).* Automatica şi electronica I (1957) 6, p. 256–263.

MIHAI DRĂGĂNESCU *)

Stabilitatea statică a circuitelor electrice neliniare

CZ 621.372.44.016.35

1. Introducere

În articolul de faţă se studiază stabilitatea punctelor statice de funcţionare ale unui circuit electric neliniar, pe baza topologiei planului fazelor pentru asemenea circuite. În § 2 se examinează sisteme electrice descrise de ecuaţii diferenţiale de primul ordin iar sistemele descrise de ecuaţii de ordinul 2 se examinează în § 3. Nu se examinează sisteme descrise de ecuaţii diferenţiale de ordin superior lui 2. Paragraful 3 se adresează cititorului care nu are cunoştinţă de metoda planului fazelor şi de caracterul punctelor singulare într-un asemenea plan. În § 4 se prezintă însă unele aspecte noi pentru studiul stabilităţii unui circuit electric care comportă două elemente neliniare rezistive (întregul circuit fiind însă descris de un sistem de două ecuaţii de primul ordin, ceea ce echivalează cu o ecuaţie de ordinul doi). Astfel, pentru a determina caracterul punctelor singulare din planul fazelor, se poate recurge la diagrama $b-a$ a prof. T. TĂNĂSESCU [3] care capătă acum o utilizare mai largă şi importantă. În acelaşi timp se prezintă concluzii generale referitoare la stabilitatea punctelor statice de funcţionare ale circuitului amintit mai înainte într-unul din cazuri prezentîndu-se întregul aspect topologic aproximativ al planului fazelor.

2. Sisteme fizice descrise de ecuaţii diferenţiale de primul ordin

Primul sistem fizic care va fi considerat aici, este circuitul electric din fig. 1, care este descris de următoarea ecuaţie diferenţială :

$$L\frac{di}{dt} + Ri = E \qquad (1)$$

Pentru descrierea acestui sistem se alege ca plan al fazelor, planul i, v unde v este tensiunea la bornele inductanţei :

$$v = L\frac{di}{dt} \qquad (2)$$

Înlocuind pe (2) în (1) se obţine ecuaţia dreptei de fază :

$$v = E - Ri \qquad (3)$$

În fig. 2 s-a trasat dreapta de fază, punctul reprezentativ al circuitului neputîndu-se găsi decît pe această dreaptă. Sensul mişcării punctului reprezentativ se poate deduce uşor cu ajutorul relaţiei (2). Într-adevăr, pentru $v > 0$, trebuie ca $di > 0$ deoarece totdeauna $dt > 0$. Pentru $v < 0$ rezultă $di < 0$. Săgeţile de parcurgere din fig. 2 ascultă de condiţiile de mai sus. Punctul B din fig. 2, corespunde punctului

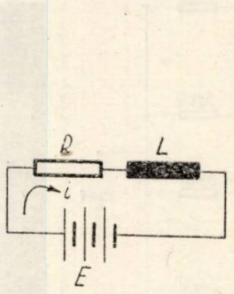


Fig. 1. Circuit serie RL.

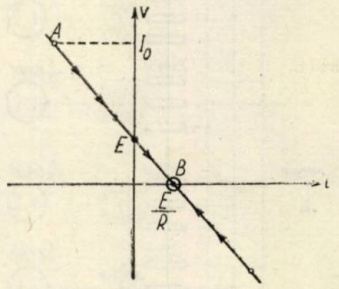


Fig. 2. Planul fazelor pentru circuitul din fig. 1.

static de funcţionare a circuitului ($v = 0$, $i = E/R$). El este un punct stabil de funcţionare, deoarece la cea mai mică perturbaţie, punctul reprezentativ se reîntoarce în punctul B. Dacă sistemul se află însă iniţial în punctul A, atunci punctul reprezentativ trece din A în B, punctul B fiind singurul punct stabil al sistemului. Se poate calcula şi timpul necesar pentru a parcurge distanţa AB de către punctul reprezentativ. Din (2) rezultă :

$$t = L\int_A^B \frac{di}{v} \qquad (4)$$

unde înlocuind pe v cu expresia sa (3) se obţine :

$$t = L\int_{I_0}^{\frac{E}{R}} \frac{di}{E - Ri} = +\infty. \qquad (5)$$

Regimul stabil este teoretic atins pentru $t \to \infty$, ceea ce este cunoscut, dacă se are în vedere soluţia exponenţială a ecuaţiei diferenţiale (1).

La un circuit simplu liniar, este foarte obişnuit să se raţioneze pe soluţia ecuaţiei diferenţiale, încît se poate pune întrebarea asupra rostului unei reprezentări ca cea din fig. 2. Mai mult, la circuite simple liniare sau neliniare se poate studia comportarea sistemului şi cu ajutorul unor consideraţii fizice simple, ca în cursul de Tuburi şi circuite electronice al prof. T. TĂNĂSESCU [3-capitolul circuite basculante]. Totuşi, cum se va vedea în celelalte paragrafe, cercetarea topologiei planului fazelor este de un deosebit ajutor la sisteme ceva mai complicate.

Să considerăm un alt exemplu, circuitul din fig. 3 care comportă o rezistenţă negativă ne-

*) Ing. M. DRĂGĂNESCU, candidat în ştiinţe tehnice, este conferenţiar la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

liniară, la care tensiunea depinde de curent conform relaţiei :

$$u = -\rho i + bi^3. \tag{6}$$

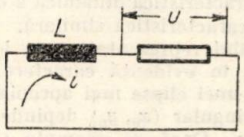


Fig. 3. Circuit cu rezistenţă neliniară negativă.

Ecuaţia diferenţială a circuitului din fig. 3 este o ecuaţie diferenţială neliniară de primul ordin :

$$L\frac{di}{dt} - \rho i + bi^3 = 0 \tag{7}$$

Notînd şi aici

$$v = L\frac{di}{dt} \tag{8}$$

se obţine ecuaţia curbei de fază,

$$v = +\rho i - bi^3 \tag{9}$$

care este reprezentată în fig. 4.

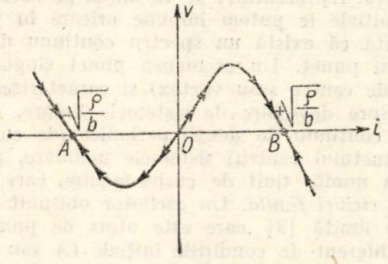


Fig. 4. Planul fazelor pentru circuitul din fig. 3.

Sensul de parcurgere rămîne acelaşi ca în exemplul anterior : pentru $v > 0$, trebuie ca $di > 0$, iar pentru $v < 0$, $di < 0$. Din fig. 4 se constată că punctul 0 este nestabil iar punctele A şi B sînt stabile. Punctul 0 corespunde porţiunii cu rezistenţă negativă iar punctele B şi C regiunii cu rezistenţă pozitivă. Este interesant de remarcat din punct de vedere fizic că deşi nu există o baterie în circuit, totuşi în punctele stabile A şi B circulă curentul $i = \mp\sqrt{\frac{\rho}{b}}$, în timp ce originea ($i = 0$) este un punct nestabil. Prezenţa curentului se explică prin aceea că rezistenţa negativă este o sursă de energie. Energia dată de partea negativă a rezistenţei neliniare se consumă în partea ei pozitivă, iar menţinerea curentului stabil se datoreşte inductanţei L. Inductanţa L joacă aici un rol hotărîtor, ea fiind totdeauna prezentă la un organ cu caracteristica de forma (6), care este un organ în S [3], [4], [5].

3. Sisteme fizice descrise de ecuaţii diferenţiale de ordinul doi. Puncte de echilibru în planul fazelor.

În paragraful precedent, analizînd două sisteme fizice descrise de ecuaţii diferenţiale de ordinul întîi, s-a constatat că acestor sisteme le corespund în planul fazelor puncte de echilibru stabil sau nestabil, putînd astfel urmări calitativ destul de uşor comportarea şi evoluţia unui asemenea sistem. În cazul sistemelor descrise de ecuaţii diferenţiale de ordinul doi, situaţia este mult schimbată. Aici comportarea sistemului va fi descrisă nu de o singură curbă de fază ci de o familie de curbe de fază (traiectorii).

Să considerăm sistemul [1])

$$\frac{dx}{dt} = P(x, y) \tag{10}$$

$$\frac{dy}{dt} = Q(x, y) \tag{11}$$

Ecuaţia diferenţială a traiectoriilor în planul fazelor va fi atunci

$$\frac{dy}{dx} = \frac{P(x, y)}{Q(x, y)} \tag{12}$$

Dacă s-ar putea rezolva uşor această ecuaţie diferenţială de ordinul întîi, atunci soluţia

$$y = y(x, C) \tag{13}$$

unde C este o constantă care depinde de condiţiile iniţiale, reprezintă o familie de traiectorii, care reprezentate în planul fazelor x, y dau o imagine topologică asupra comportării sistemului. Această citire topologică a planului fazelor trebuie să ne conducă la stabilirea punctelor de echilibru static al sistemului fizic şi la felul cum evoluează sistemul în jurul punctelor de echilibru. Aceste două probleme importante, punctele de echilibru şi evoluţia sistemului în jurul lor, pot fi elucidate şi fără a rezolva direct ecuaţia (12). Deoarece într-un punct de echilibru, trebuie ca viteza punctului reprezentativ să fie nulă $\left(\frac{dx}{dt} = 0 \text{ şi } \frac{dy}{dt} = 0\right)$ urmează că coordonatele punctelor de echilibru se obţin din sistemul algebric

$$P(x, y) = 0 \tag{14}$$

$$Q(x, y) = 0$$

Un sistem fizic descris de ecuaţiile (10) şi (11) poate avea un număr oarecare n de puncte de echilibru. Cunoaşterea acestor puncte, distribuţia lor în planul fazelor şi comportarea traiectoriilor în jurul lor, prezintă o deosebită importanţă nu numai pentru stările de echilibru static ale sistemului, dar însăşi pentru comportarea dinamică a sistemului. Aceasta, deoarece cunoscînd distribuţia punctelor de echilibru şi comportarea traiectoriilor în jurul lor (cu alte cuvinte, caracterul punctelor de echilibru) se poate trasa calitativ întregul aspect al planului fazelor.

Caracterul unui punct de echilibru, de coordonate x_0, y_0 se poate studia, considerînd o perturbaţie care face ca punctul reprezentativ să se deplaseze într-un punct imediat vecin punctului de echilibru, în punctul de coordonate $x_0 + \xi$ şi $y_0 + \eta$, unde ξ şi η sînt foarte mici.

---

[1]) O ecuaţie diferenţială de ordinul doi se poate reduce totdeauna la un asemenea sistem. Fie :

$$\ddot{x} = f(\dot{x}, x)$$

ecuaţia diferenţială de ordinul doi. Notînd $\dot{x} = y$, rezultă sistemul

$$\dot{x} = y\,; \quad \dot{y} = f(y, x)$$

Atunci ecuaţiile (10) şi (11) devin

$$\frac{d(x_0+\xi)}{dt}=\frac{d\xi}{dt}=P(x_0,y_0)+\left(\frac{\partial P}{\partial x}\right)_0\xi+\left(\frac{\partial P}{\partial y}\right)_0\eta+$$

$$+\frac{1}{2!}\left[\left(\frac{\partial^2 P}{\partial x_2}\right)_0\xi^2+2\left(\frac{\partial^2 P}{\partial x\,\partial y}\right)_0\xi\eta+\left(\frac{\partial^2 P}{\partial y^2}\right)_0\eta^2\right]+\ldots \quad (15)$$

$$\frac{d(y_0+\eta)}{dt}=\frac{d\eta}{dt}=Q(x_0,y_0)+\left(\frac{\partial Q}{\partial x}\right)_0\xi+\left(\frac{\partial Q}{\partial y}\right)_0\eta+$$

$$+\frac{1}{2!}\left[\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial x^2}\right)_0\xi^2+2\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial x\,\partial y}\right)_0\xi\eta+\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial y^2}\right)_0\eta^2\right]+\ldots \quad (16)$$

Observînd că $P(x_0, y_0) = 0$, $Q(x_0, y_0) = 0$ şi folosind notaţiile

$$a=\left(\frac{\partial P}{\partial x}\right)_0;\ b=\left(\frac{\partial P}{\partial y}\right)_0;\ c=\left(\frac{\partial Q}{\partial x}\right)_0;\ d=\left(\frac{\partial Q}{\partial y}\right)_0 \quad (17)$$

$$p_{11}=\frac{1}{2}\left(\frac{\partial^2 P}{\partial x^2}\right)_0;\ p_{12}=\left(\frac{\partial^2 P}{\partial x\,\partial y}\right)_0;\ p_{22}=\frac{1}{2}\left(\frac{\partial^2 P}{\partial y^2}\right)_0;\ldots(18)$$

$$q_{11}=\frac{1}{2}\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial x^2}\right)_0;\ q_{12}=\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial x\,\partial y}\right)_0;\ q_{22}=\frac{1}{2}\left(\frac{\partial^2 Q}{\partial y^2}\right)_0;\ldots(19)$$

ecuaţiile (15) şi 16) au forma :

$$\frac{d\xi}{dt}=a\xi+b\eta+p_{11}\xi^2+p_{12}\xi\eta+p_{22}\eta^2+\ldots \quad (20)$$

$$\frac{d\eta}{dt}=c\xi+d\eta+q_{11}\xi^2+q_{12}\xi\eta+q_{22}\eta^2+\ldots \quad (21)$$

Dacă perturbaţiile ξ şi η sînt foarte mici, atunci în expresiile (20) şi (21) se pot neglija termenii superiori, încît studiul comportării sistemului în jurul punctului de echilibru, se reduce la studiul următorului sistem liniar :

$$\frac{d\xi}{dt}=a\xi+b\eta \quad (22)$$

$$\frac{d\eta}{dt}=c\xi+d\eta \quad (23)$$

Este cunoscut că un asemenea sistem are soluţii de forma :

$$\xi=A_1e^{s_1t}+A_2e^{s_2t} \quad (24)$$

$$\eta=A_3e^{s_1t}+A_4e^{s_2t} \quad (25)$$

unde s_1 şi s_2 sînt rădăcinile ecuaţiei caracteristice

$$\begin{vmatrix} a-s & b \\ c & d-s \end{vmatrix}=0 \quad (26)$$

Cum în general $s_{1,2}=\alpha\pm j\beta$ rezultă că punctul de echilibru este stabil dacă $\alpha<0$ şi nestabil dacă $\alpha>0$. Trebuie remarcat însă că dacă $\alpha=0$, o asemenea soluţie nu poate fi în general acceptată, deoarece termenii mici superiori din ecuaţia (20) şi (21) pot aduce o mică corecţie lui α, şi acesta nu va mai fi riguros egal cu zero. O asemenea corecţie mică în cazul în care $\alpha\gtrless 0$, nu schimbă calitativ răspunsul obţinut prin neglijarea termenilor superiori. În cazul în care $\alpha=0$, pentru a studia stabilitatea sistemului, va trebui să se lucreze cu sistemul neliniar (20), (21) în loc de sistemul liniar (22), (23).

Putem accepta o soluţie $\alpha=0$, numai dacă sistemul iniţial (10), (11) este el însuşi liniar. Atunci sistemul (20), (21) coincide fără nici o neglijare cu sistemul (22), (23). În acest caz rădăcinile ecuaţiei caracteristice (26) sînt sigur imaginare. Pentru un sistem electric, o asemenea soluţie reprezintă oscilaţii periodice staţionare.

Traiectoria $\eta=f(\xi)$ va fi în acest caz o elipsă (fig. 5). Ea reaminteşte caracteristica dinamică a unui tub electronic şi este în fond o caracteristică similară.

Mişcarea punctului reprezentativ are loc pe o curbă închisă, care scoate în evidenţă caracterul periodic al mişcării. Parcurgerea unei elipse mai apropiate sau mai depărtate de punctul singular (x_0, y_0) depinde de condiţiile iniţiale ale sistemului. Dacă de exemplu (fig. 5) punctul A

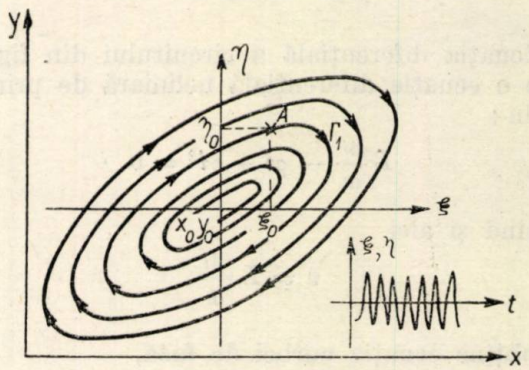


Fig. 5. Punct de echilibru centru (vortex).

reprezintă condiţiile iniţiale $(x=x_0+\xi_0,\ y=y_0+\eta_0)$ atunci punctul reprezentativ se va mişca pe curba Γ_1. Cum condiţiile iniţiale le putem impune oricare în vecinătatea x_0, y_0, rezultă că există un spectru continuu de elipse în jurul acestui punct. Un asemenea punct singular, poartă denumirea de centru (sau vortex) şi caracterizează un sistem liniar.Spre deosebire de sistemele liniare, care admit un spectru continuu de soluţii periodice (de curbe închise în jurul punctului centru) sistemele neliniare, pot admite una sau un număr finit de curbe închise, care poartă denumirea de *cicluri limită*. Un oscilator obişnuit admite un singur ciclu limită [3] ,care este atins de punctul reprezentativ indiferent de condiţiile iniţiale (A sau B, fig. 6).

Revenind la semnele rădăcinilor ecuaţiei caracteristice unui sistem neliniar, putem deosebi mai multe tipuri de puncte singulare, după cum se poate vedea în tabela 1.

Tabela 1

Tipuri de puncte singulare

Felul rădăcinilor	Partea reală	Caracterul punctului singular
Rădăcini imaginare	$\alpha=0$	„centru" → dacă sistemul este liniar
		pentru sistemul neliniar, analiza de faţă nu este suficientă (v. text.).
$s_{1,2}=\alpha\pm j\beta$	$\alpha>0$	„focal nestabil"
	$\alpha<0$	„focal stabil"
Rădăcini reale ambele pozitive + +		„nodal nestabil"
Rădăcini reale ambele negative − −		„nodal stabil"
Rădăcini reale de semn opus + −		„şa"

Caracterul fiecăruia din aceste puncte poate fi uşor înţeles. Punctul focal (fig. 7) stabil corespunde unei oscilaţii amorti-

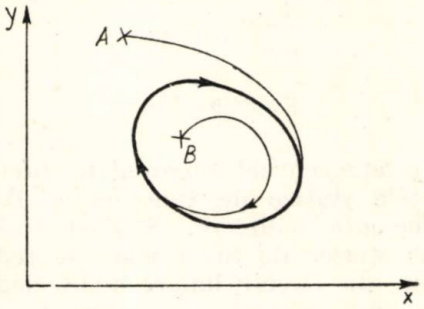
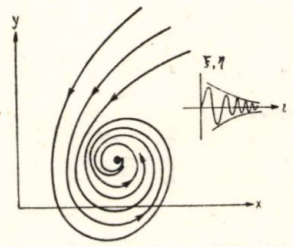
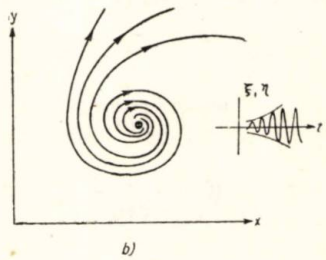


Fig. 6. Ciclu limită.

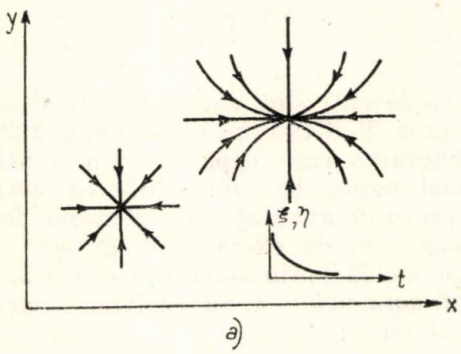


a)

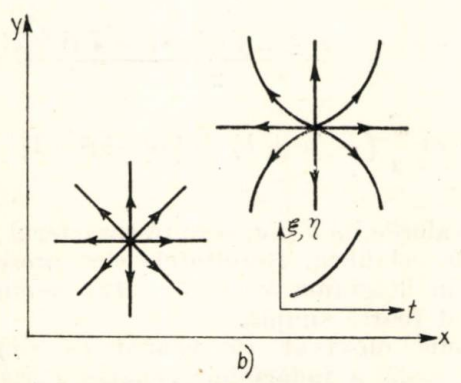


b)

Fig. 7. Puncte focale : *a*—stabile ; *b*—nestabile



a)



b)

Fig. 8. Puncte nodale : *a*—stabile ; *b*—nestabile

zate, iar cel nestabil unor oscilaţii crescătoare (v. caracterul soluţiilor (24) şi (25) cînd rădăcinile ecuaţiei caracteristice sînt imaginare). Punctul nodal (fig. 8) corespunde unei soluţii aperiodice.

Punctul „şa" (fig. 9) este un punct de echilibru nestabil. Pe traiectoriile 1—4 punctul reprezentativ tinde către punctul „şa", însă cea mai mică perturbaţie, va trece punctul reprezentativ pe o traiectorie vecină, ceea ce va duce la depărtarea sa de punctul „şa". Un exemplu de punct „şa" la un circuit electric se poate găsi în lucrarea [5].

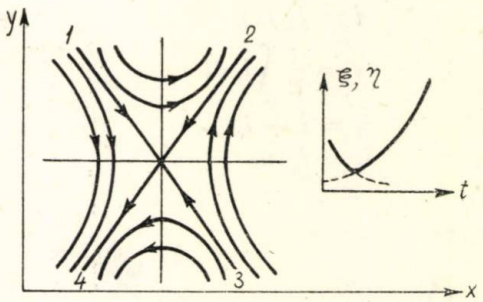


Fig. 9. Punct „şa".

4. Echilibrul punctelor statice de funcţionare

4.1. *Ecuaţiile sistemului.* Echilibrul punctelor statice de funcţionare ale unui circuit electric poate fi studiat cu ajutorul metodei expuse în paragraful precedent. Să considerăm,

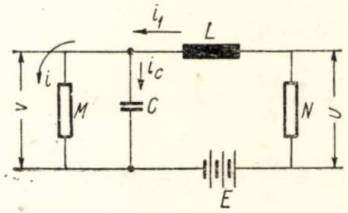


Fig. 10. Circuit electric cu două elemente rezistive neliniare.

de exemplu, circuitul din fig. 10, care cuprinde două elemente rezistive neliniare, M, cu caracteristica :

$$i = f_M(v) \tag{27}$$

şi N, cu caracteristica :

$$i_1 = f_N(u) \tag{28}$$

Punctele statice de funcţionare caracterizează regimul de curent continuu. În acest caz elementele reactive nu joacă nici un rol şi trebuie ca

$$f_M(v) = f_N(u) \tag{29}$$

Cum

$$E = u + v \tag{30}$$

rezultă că punctele statice de funcţionare satisfac condiţia :

$$f_M(v) = f_N(E - v) \tag{31}$$

Rezolvarea ecuaţiei (31) în raport cu v se poate face grafic, după cum se arată în fig. 11, unde A, B şi C reprezintă puncte statice de funcţionare. Se pune întrebarea dacă aceste

puncte sînt stabile sau nestabile. Pentru aceasta va trebui să studiem comportarea sistemului în jurul acestor puncte, prin procedeul din paragraful precedent. Ecuaţiile circuitului din fig. 10 fiind :

$$\begin{aligned} E &= u + L\frac{di_1}{dt} + v \\ i &= f_M(v) \\ v &= \frac{1}{C}\int i_c\,dt \\ i_1 &= i + i_c \\ i_1 &= f_N(u) \end{aligned} \tag{32}$$

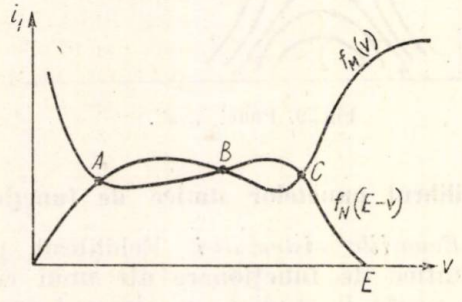


Fig. 11. Caracteristicile $i_1 = f_M(v)$ şi $i_1 = f_N(E - v)$.

se deduce sistemul :

$$\begin{aligned} L\frac{di_1}{dt} &= E - u - v \\ C\frac{dv}{dt} &= i_1 - f_M(v) \\ u &= g_N(i_1) \end{aligned} \tag{33}$$

unde ultima relaţie reprezintă funcţia inversă a lui $f_N(u)$.

Din (33) se poate obţine sistemul :

$$\begin{aligned} \frac{di_1}{dt} &= \frac{1}{L}[E - g_N(i_1) - v] \\ \frac{dv}{dt} &= \frac{1}{C}[i_1 - f_M(v)] \end{aligned} \tag{34}$$

Acest sistem corespunde sistemului (14) din paragraful precedent. Punctele de echilibru se obţin pentru $\frac{di_1}{dt} = 0$ şi $\frac{dv}{dt} = 0$, adică exact pentru punctele statice de funcţionare deduse mai înainte (acest lucru se poate verifica uşor, avînd în vedere şi ecuaţia (32)).

Dezvoltînd în serie ecuaţiile (34) se capătă (η fiind variaţia curentului şi ξ a tensiunii) :

$$\left.\begin{aligned} \frac{d\xi}{dt} &= \frac{1}{C}\left[\eta - \frac{1}{\rho_M}\xi + \dots\right] \\ \frac{d\eta}{dt} &= \frac{1}{L}\left[-\rho_N\eta - \xi + \dots\right] \end{aligned}\right\} \tag{35}$$

unde

$$\frac{1}{\rho_M} = f'_M(v)_0 \tag{36}$$

$$\rho_N = g'_N(i)_0 \tag{37}$$

ρ_M şi ρ_N reprezentînd rezistenţele diferenţiale în punctele statice de funcţionare ale celor două elemente neliniare. Studiul stabilităţii punctelor statice de funcţionare se reduce la un studiu de circuit liniar, unde elementele neliniare sînt înlocuite cu elemente liniare. Ecuaţia caracteristică a sistemului (35) va fi atunci :

$$\begin{vmatrix} -\frac{1}{\rho_M C} - s & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & \frac{-\rho_N}{L} - s \end{vmatrix} = 0 \tag{38}$$

care se poate aduce la forma :

$$s^2 + \omega_0(a + b)s + \omega_0^2(1 + ab) = 0 \tag{39}$$

unde

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{40}$$

$$a = \frac{\rho_N}{L\omega_0} \tag{41}$$

$$b = \frac{1}{\rho_M C\omega_0} \tag{42}$$

Aceşti coeficienţi sînt cunoscuţi din diagrama $b - a$ a prof. T. TĂNĂSESCU [3 — pag. 192, 254, 292] diagramă care capătă acum o utilizare mult mai largă. Trebuie arătat că diagrama $b - a$ prezintă avantaje considerabile faţă de alte diagrame (de exemplu diagrama ρ_N, ρ_M la MINORSKI [1]) prin structura ei clară.

4.2. *Diagrama $b - a$.* Să rezolvăm ecuaţia (39) în raport cu s :

$$s_{1,2} = \frac{-\omega_0(a + b) \pm \omega\sqrt{(a + b)^2 - 4(1 + ab)}}{2} =$$

$$= \frac{\omega_0}{2}\left[-(a + b) \pm \sqrt{(a-b)^2 - 4}\right] \tag{43}$$

După valorile lui b şi a, rezultă caracterul punctelor de echilibru. Rezultatele sînt prezentate direct în diagrama $b - a$ (fig. 12) verificarea lor fiind foarte simplă.

Trebuie observat că pentru $(a + b) = 0$, partea reală a rădăcinilor ecuaţiei caracteristice este egală cu zero, deci punctele care se află pe dreapta $a + b = 0$ în diagrama $b - a$, trebuie studiate ţinînd seamă şi de termenii

neliniari ai sistemului. Celelalte frontiere nu sînt critice cum este frontiera $a + b = 0$, în diagramă fiind menţionat caracterul punctelor pe aceste frontiere.

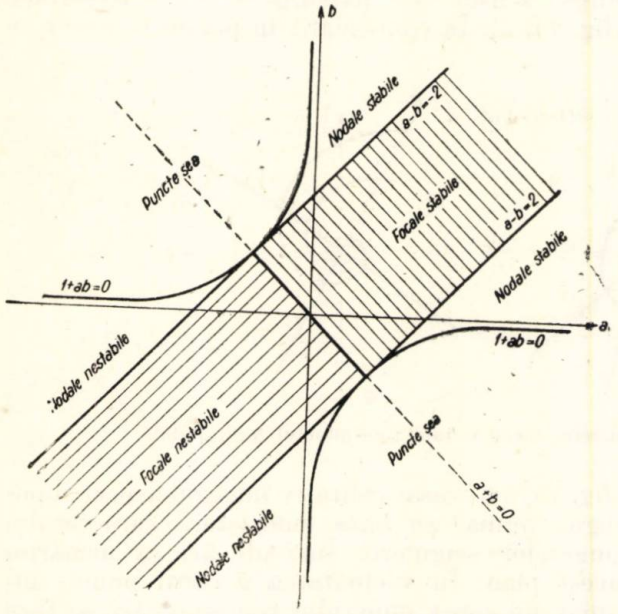


Fig. 12. Diagrama $b - a$ pe frontiera $1 + ab = 0$; punctele sînt mixte, o combinaţie de punct nodal cu punct şa.

4.3. *Stabilitatea unor circuite.* Pe baza diagramei $b - a$ se poate studia stabilitatea punctelor statice de funcţionare ale unui circuit ca cel din fig. 10. Astfel dacă punctul static de funcţionare este obţinut la intersecţia a două porţiuni cu rezistenţă pozitivă, punctul va fi focal sau nodal stabil. Dacă ambele rezistenţe diferenţiale sînt negative, punctul va fi focal sau nodal nestabil. Aceste rezultate sînt prezentate în fig. 13, *a* şi *b*. În cazul în care $1 + ab < 0$, punctele de echilibru sînt puncte şa.

Acest lucru are loc cînd

$$1 + \frac{\rho_N}{\rho_M} < 0 \qquad (44)$$

adică cînd una din rezistenţe este pozitivă iar cealaltă negativă iar raportul

$$\left|\frac{\rho_N}{\rho_M}\right| > 1 \qquad (45)$$

În fig. 13, *c* şi *d*, aceste două condiţii sînt îndeplinite. Numai că rezistenţa negativă poate proveni de la un organ N sau S. Caracterul punctului de echilibru nu depinde de felul organului. Ceea ce depinde de felul organului este comportarea viitoare a sistemului. Într-adevăr punctul şa este un punct de echilibru nestabil. Punctul reprezentativ la cea mai mică perturbaţie va pleca din M. Dacă rezistenţa pozitivă întretaie cele două ramuri pozitive ale elementului neliniar atunci este foarte probabil ca punctul reprezentativ să meargă într-unul din aceste puncte de echilibru. Dacă circuitul nu mai are alte puncte de echilibru (cînd organul S este în paralel cu capacitatea sau organul N în serie cu inductanţa), atunci comportarea sistemului poate fi prezisă calitativ în felul următor. Regiunea punctului M, privită de la o distanţă foarte mare apare ca o regiune cu două rezistenţe pozitive, ceea ce înseamnă că pentru asemenea distanţe regiunea punctului M se comportă ca un punct stabil. Punctul reprezentativ este pe de o parte „respins" de M cînd se află în vecinătatea acestuia dar „atras" de M cînd se află la mare depărtare de el. Rezultă ca foarte probabil, apariţia unui ciclu limită, frontieră între regiunile de „atracţie" şi „respingere". Acest ciclu limită înseamnă o oscilaţie staţionară, fiind cunoscut că în asemenea situaţii circuitele prezintă oscilaţii de relaxare [3]. În fine, în fig. 13, *e* şi *f* s-au reprezentat alte două cazuri care se pot întîlni pentru

$$\left|\frac{\rho_N}{\rho_M}\right| < 1 \qquad (46)$$

una din rezistenţe fiind pozitivă iar cealaltă negativă. Şi aici se pot repeta consideraţiile de mai înainte asupra stabilităţii punctului M sau asupra posibilităţii de oscilaţie a sistemului.

4.4 *Exemplu de studiu calitativ topologic.* Să analizăm cazul în care un organ S se află montat în paralel cu condensatorul, iar în serie cu inductanţa se găseşte o mică rezistenţă liniară pozitivă (rezistenţa proprie a bobinei).

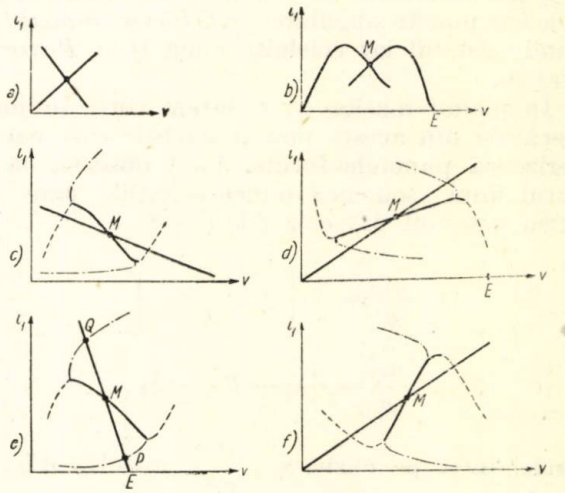


Fig. 13. Stabilitatea diferitelor puncte statice de funcţionare.

Alegem cazul în care cele trei puncte statice de funcţionare M, Q, P (fig. 13, *e*) sînt puncte singulare focale. Conform diagramei $b - a$ pentru aceasta trebuie ca

$$|a - b| < 2. \qquad (47)$$

Dacă notăm

$$(\rho_M)_{\text{pct.}M} = -\rho \quad (\rho_M)_{\text{pct.}Q} = \rho' \quad (\rho_M)_{\text{pct.}P} = \rho'' \qquad (48)$$

condiţia (47) pentru punctul M devine (înlocuind pe a şi b cu valorile lor (41) şi (42))

$$\rho > \frac{L\omega}{2-\frac{1}{Q}} \simeq \frac{L\omega}{2} \tag{49}$$

$d\eta > 0$. Sensul de parcurgere a traiectoriilor în jurul oricăruia din punctele M, Q, P trebuie să ţină seamă de condiţiile de mai sus. În fig. 14 se constată că există patru regiuni distincte, după sensul de parcurgere a traiectoriilor (fig. 14, *a*). În continuare, în planul fazelor i_1, v

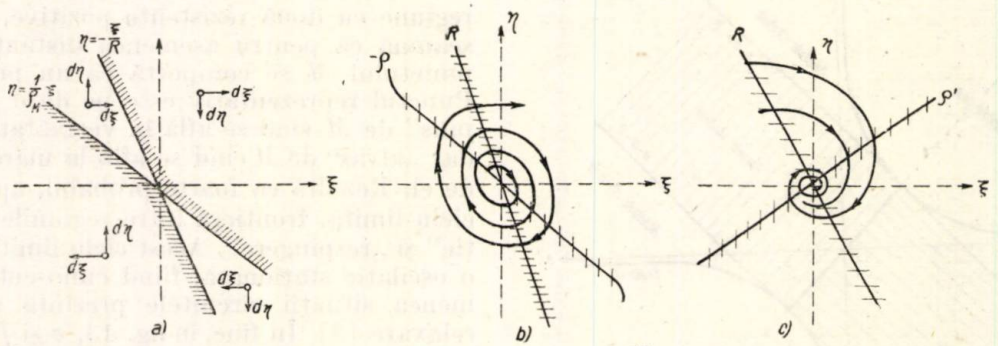


Fig. 14. *a*—sensul de parcurgere a traiectoriilor; *b*—punctul focal nestabil; *c*—punctul focal stabil.

unde

$$Q = \frac{L\omega}{R} \tag{50}$$

Q fiind factorul de calitate a bobinei. Pentru punctele Q şi P condiţia (47) devine:

$$\left| \frac{1}{Q} - \frac{L\omega}{\rho'} \right| \approx \frac{L\omega}{\rho'} < 2 \tag{51}$$

deoarece vom avea $\rho' \gg R$.

Dacă condiţiile (49) şi (51) sînt îndeplinite, cele trei puncte singulare vor fi focale, punctul M fiind nestabil iar celelalte două Q şi P vor fi stabile.

În planul fazelor i_1, v putem trasa în jurul fiecăruia din aceste puncte curbele care caracterizează punctele focale. Vom observa că în jurul unui asemenea punct ecuaţiile care descriu sistemul sînt ecuaţiile (35):

$$\begin{aligned} \frac{d\xi}{dt} &= \frac{1}{C}\left[\eta - \frac{1}{\rho_M}\xi\right] \\ \frac{d\eta}{dt} &= \frac{1}{L}[-R\eta - \xi] \end{aligned} \tag{52}$$

astfel încît pe curba $\eta = \frac{1}{\rho_M}\xi$ rezultă $d\xi = 0$ (adică este o izoclină la care traiectoria face unghi de 90_0 cu axa absciselor) iar pe curba $\eta = -\frac{\xi}{R}$, rezultă $d\eta = o$ (adică o izoclină de 0^0). Pentru $\eta > \frac{1}{\rho_M}\xi$, rezultă $d\xi > o$, iar pentru $\eta < \frac{1}{\rho_M}$ rezultă $d\xi < 0$. Pentru $\eta > -\frac{\xi}{R}$ rezultă $d\eta < 0$, iar pentru $\eta < -\frac{\xi}{R}$ rezultă

(fig. 15) s-a trasat calitativ întregul aspect topologic, numai pe baza cunoaşterii caracterului punctelor singulare. Într-adevăr, să urmărim acest plan. În vecinătatea fiecărui punct singular mişcarea punctului reprezentativ se face conform caracterului punctului şi nu este cazul să insistăm. Este interesant însă faptul că dacă plecăm din jurul punctului nestabil M, la început au loc oscilaţii crescătoare, pentru ca apoi acestea să descrească deoarece punctul reprezentativ apropiindu-se de regiunea cu rezistenţă pozitivă intră în traiectoria amorti-

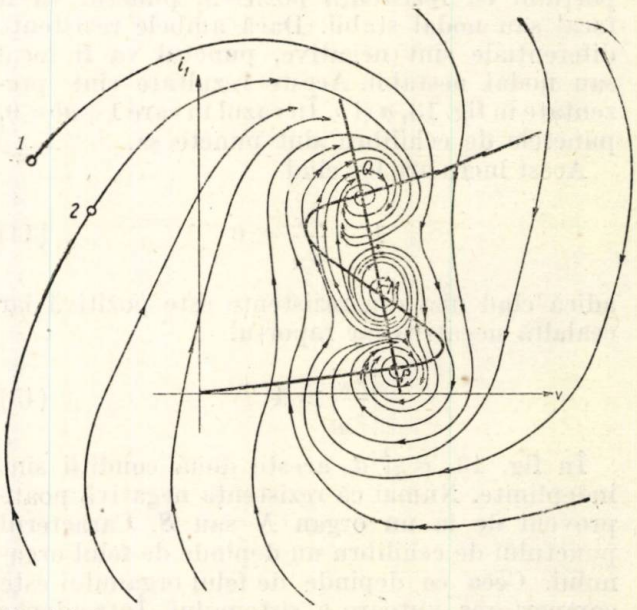


Fig. 15. Aspectul topologic complet al planului fazelor, cînd cele trei puncte singulare sînt focale.

zată a punctului P sau Q. Dacă condiţiile iniţiale sînt reprezentate de punctul 1 în planul fazelor (fig. 15) atunci la distanţă mare de punctul M, sistemul de puncte MPQ poate fi

considerat contopit într-unul singur cu $\rho_M > 0$. Acest punct contopit va avea caracter de punct focal. Deci punctul reprezentativ se va apropia „focal stabil" de cele trei puncte MPQ. Punctul reprezentativ care pleacă din punctul 1 se apropie în primul rînd de punctul Q, însă nu reuşeşte să se strîngă în jurul acestuia (cum reuşeşte traiectoria care pleacă din punctul 2) deoarece se face simţită apropierea punctului M, care tinzînd la o oscilaţie crescătoare, duce punctul reprezentativ în regiunea punctului P unde în cele din urmă se strînge în jurul acestuia.

Din această analiză a rezultat nu numai stabilitatea sau nestabilitatea punctelor statice de funcţionare, dar mai mult decît atît, prin completarea calitativă a traiectoriilor în planul fazelor rezultă comportarea dinamică generală a circuitului electric.

BIBLIOGRAFIE

[1] MINORSKY: *Introduction to non-linear mechanics*, New-York, 1947.

[2] KOTELNICOV, V. A. şi NICOLAEV, A. M.: *Osnovi radiodehniki*. Sviazizdat, Moscova, 1954.

[3] TĂNĂSESCU, T.: *Manual de tuburi şi circuite electronice*. Ed. Acad. R.P.R., III (1957), Bucureşti.

[4] GROSZKOWSKI, I.: *Arc inductance and dynatron capacitance*. Bull. de l'Académie Polonaise des Sciences, IV.2 (1954) 1, p. 41—46.

[5] DRĂGĂNESCU, M.: *Asupra tratării idealizate a circuitelor relaxat oscilante*. Buletinul Institutului Politehnic Bucureşti; 18 (1956) 1, 2.

[6] STOKER, I. I.: *Non-linear vibrations in mechanical and electrical systems*. New York 1950.

[7] BOGOLIUBOV, N. N. şi MITROPOLSKI, I. A.: *Asimptoticeskiemetodi v teorii nelineinih kolebanii*. Go udarstvennoe izdatelstvo tehniko teoreticeskoi literaturî, Moscova, 1955.

[8] ELSGOLŢ, A. E.: *Kacestvennie metodi v matematiceskom analize*. Gosudarstvennoe izdatelstvo tehniko teoreticeskoi literaturî, Moscova, 1955.

COMENTARII

O nouă revistă sovietică

Pentru o informare mai largă a cititorilor sovietici despre ultimele realizări ale tehnicii atomice din străinătate, editura Atomizdat a început publicarea unei culegeri periodice lunare „*Tehnica atomică în străinătate*".

Primul număr al culegerii începe cu articolul „*Starea actuală a lucrărilor în domeniul energiei atomice în S. U. A.*", care constituie textul prescurtat al conferinţei citite de F. N. POWERS, preşedintele firmei „Internuclear Co." la cursurile internaţionale de energie atomică pentru industriaşi, care au avut loc la Paris în ianuarie 1957. În articol se menţionează, că extracţia de minereu în S. U. A. în anul 1956 a totalizat 3 milioane tone. S-a calculat, că rezervele totale în minereuri de uraniu în S. U. A., ale căror zăcăminte se află în special în statele vestice, reprezintă circa 60 milioane tone. Prelucrarea minereului extras se efectuează la 12 staţii de preparare, de asemenea aflate în statele vestice. În datele citate cu privire la extracţia şi rezervele de minereu de uraniu nu s-a ţinut seamă de minereul şi concentratele, pe care S. U. A. le importă din Canada, Belgia, Australia, Portugalia şi Uniunea Sud-Africană. În articol se comunică despre exploatarea submarinului atomic „Nautilus", care în timp de doi ani a parcurs peste 90 000 km. Astăzi se află în curs de construcţie sau în fază de proiectare încă 13 submarine atomice, un portavion atomic şi o navă atomică (cuirasat de tip uşor) pentru lansarea proiectilelor teleghidate. Problema proiectării reactoarelor atomice pentru nevoile civile cuprinde trei programe cu un conţinut mai restrîns. Unul dintre ele prevede efectuarea lucrărilor experimentale cu nouă tipuri diferite de reactoare.

În revistă se dau detalii amănunţite cu privire la unul din aceste reactoare — de tip fierbător, instalat la centrala electrică atomică experimentală din Lemont, statul Illinois. Reactorul fierbător constituie un cazan de abur. Ciclul pe un singur contur al reactorului nu necesită utilizarea unui schimbător de căldură intermediar şi permite ca instalaţia să funcţioneze la o presiune, ce nu depăşeşte presiunea în sistemul unui turbogenerator. După cum se arată, avantajul principal al sistemului de fierbere constă în simplicitatea reactorului propriu-zis cum şi a părţii sale energetice. Astfel, se obţine o construcţie şi o exploatare economică a instalaţiei.

Un alt articol interesant este „*Producţia de uraniu metalic în Franţa*" de GUERAIN. De obicei, pentru trecerea uraniului în soluţie, minereul se tratează cu acid azotic, iar uneori cu acid sulfuric. La uzina din Bouch a fost elaborată o nouă metodă tehnologică pentru producţia de uraniu metalic care cuprinde trei faze principale: *1*—dizolvarea uraniului şi obţinerea diuranatului de sodiu tehnic; *2*—rafinarea sării obţinute prin transformarea ei în nitrat de uranil cu ajutorul solventului; *3*—trecerea nitratului de uranol în fluorură, redusă în metal cu ajutorul metodei calciotermice.

O expunere amănunţită despre producţia de izotopi în praf se dă în articolul scris de R. BELLAMI şi J. BADDERY. La centrele de cercetări ştiinţifice pentru energia atomică trebuie, adesea, folosite produse de dimensiuni mici din uraniu concentrat ca de exemplu, pentru determinarea experimentală a caracteristicilor nucleare. Pentru producerea lor există cîteva procedee. După cum afirmă autorii, procedeul cel mai eficient constă în reducerea bioxidului de uraniu cu ajutorul calciului, urmată de presarea uraniului în praf. În articol se dă descrierea metodicii de obţinere a prafului în porţii de greutăţi diferite (15, 200, 350 grame).

În articolul „*Telecomanda operaţiilor efectuate în camere calde*" se dau detalii cu privire la construcţia unui nou tip de manipulator de copiere, elaborat de firma Saiwidge and Pearsons în colaborare cu centrul de cercetări ştiinţifice pentru energia atomică din Harwell. Noul manipulator permite efectuarea unor operaţii extrem de fine cu materiale cu activitate intensă, în camere calde şi nişe. După cum se afirmă, manipulatorul înlocuieşte integral mîinile omului.

Culegerea mai cuprinde materiale despre instalaţia electromagnetică de separare a izotopilor, despre mezoatomi, despre geologia zăcămintelor de uraniu în regiunea lacului Ambrosio.

J. T.

RECENZII

CZ 621.385

PETRAȘCU, E.: **Tuburi electronice și funcțiunile lor**, vol. II. Ed. Tehnică, București, 1957.

Volumul al II-lea al lucrării „Tuburi electronice și funcțiunile lor" cuprinde o serie de capitole menite să ilustreze posibilitățile de folosire a tuburilor electronice în domeniul radiocomunicațiilor.

Capitolele volumului sînt următoarele: VIII-Modulația; IX-Probleme generale ale amplificării; X-Amplificatoare de tensiune; XI-Amplificatoare de putere; XII-Detecția; XIII-Comportarea tuburilor electronice în receptoarele și emițătoarele de radio.

Capitolul „Modulația" cuprinde problemele generale teoretice legate de modulația de toate tipurile: în amplitudine, fază, frecvență și impulsuri.

Capitolul al IX-lea tratează diversele tipuri de distorsiuni și unele probleme generale de calcul ale amplificatoarelor.

Capitolul următor tratează despre amplificatoarele de tensiune de toate tipurile (de joasă frecvență, înaltă frecvență, bandă largă) și zgomotul tuburilor.

Capitolul al XI-lea se ocupă de amplificatoarele de putere în joasă și înaltă frecvență, modulate și nemodulate, reacție negativă, amplificatoare de putere pentru frecvențe foarte înalte, repetorul catodic etc.

În capitolul al XII-lea se tratează detecția undelor modulate și nemodulate și conversiunea de frecvență.

Capitolul al XIII-lea dă cîteva exemple de receptoare și emițătoare pentru modulație în amplitudine, frecvență și impulsuri.

Deși acest al doilea volum al cursului de tuburi și circuite electronice nu mai are exact același titlu ca primul volum, adică îi lipsește completarea „în radiotelefonie și radiotelegrafie", totuși, din enumerarea capitolelor și expunerea lor pe scurt, se vede că această completare se potrivește și celui de-al doilea volum. Cu alte cuvinte, acest volum este un curs condensat și principial de receptoare și emițătoare de radiocomunicații.

Lucrarea cuprinde un material foarte vast. Anumite părți sînt tratate cu multă amănunțime.

Multe probleme tratate depășesc chiar cu mult specificul unui curs de tuburi și circuite electronice și ar fi fost mai potrivite într-un curs teoretic de „Bazele Radiotehnicii", de exemplu: Teoria generală a modulației în fază, frecvență și impulsuri, problema distorsiunilor de fază, în care sînt tratate și liniile lungi, teoria și calculul circuitelor oscilante simple și cuplate etc. Totuși, aceste părți aduc o completare utilă în studiul și proiectarea diverselor circuite electronice.

Printre capitolele tratate mai amănunțit, se pot cita: „Modulația în amplitudine" unde se face un studiu dezvoltat al diverselor metode de modulare, „Modulația în impulsuri", „Amplificatoare de tensiune acordate și neacordate", „Zgomotele parazite", „Amplificatoare de putere în înaltă frecvență" etc.

Autorul are un merit în aceea că expune materialul într-un mod ușor accesibil, pedagogic, fără a coborî însă, nivelul superior al lucrării.

Este normal ca o lucrare atît de vastă, pe lîngă calitățile incontestabile, evidențiate prin natura materialului și a nivelului expunerii, să aibe și lipsuri, a căror relevare va reuși desigur să aducă un aport la îmbunătățirea ei.

În primul rînd, aranjamentul capitolelor cărții. Este oarecum ciudat că autorul tratează întîi modulația și apoi amplificarea. Din punct de vedere pedagogic se impune ca la început să se trateze funcțiunea de bază a tuburilor electronice: „amplificarea". Din cauza acestei inversări, cel care dorește să studieze circuitele electronice, întîmpină unele dificultăți, datorită necunoașterii principiilor de bază ale amplificării. Din această cauză, capitolul modulației nu este tratat unitar; partea referitoare la modulația anodică este tratată la capitolul „Amplificatoare de putere". În general, studiul modulației e oarecum îngreuiat din cauza acestei inversări.

Pe de altă parte, reacția negativă, al cărei studiu reprezintă o etapă foarte importantă în cunoașterea circuitelor electronice, este tratată ca un subcapitol al amplificatoarelor de putere unde e tratată numai ca un simplu procedeu pentru îmbunătățirea calității amplificatoarelor de audiofrecvență. În general, lipsește o expunere unitară a reacției (de orice fel), în care să se expună efectul ei asupra parametrilor circuitelor electronice. Această lipsă se resimte în expunerea altor capitole, de exemplu: la studiul modulației în frecvență, în care au mare importanță reactanțele electronice, obținute prin aplicarea unor reacții complexe circuitelor electronice simple. Subcapitolul „Tuburi de reactanță" tratează numai despre un simplu caz particular, nepermițînd formarea unei concepții generale despre aceste circuite. Cititorul neavizat nici nu-și dă seama că tuburile de reactanță se obțin prin reacție. Alt exemplu: capitolul „Amplificatoare de bandă largă" nu conține nici un paragraf care să trateze lărgirea benzii prin reacție, din cauză că reacția este tratată mult după amplificatoarele de bandă largă.

Chiar în cadrul aceluiași capitol există tendința de a nu se tratata materialul în mod unitar, ci se expune întîi, destul de larg, diversele subcapitole iar apoi se reiau, privite și din alt punct de vedere. Ca exemplu se pot cita: modulația în amplitudine, distorsiunile de modulație, amplificatoarele de înaltă frecvență modulate, detecția de înaltă frecvență.

Lipsurile amintite pînă acum au ca efect tratarea neunitară a materiei și ca urmare, o îngreunare a studiului. Totuși, cu un mic efort din partea cititorului, se poate trece peste aceste dificultăți.

Dar, lucrarea prezintă unele lipsuri care se referă la fondul însuși al materiei. Este vorba despre diferitele tipuri de circuite electronice care nu sînt examinate în cursul de față.

Un capitol foarte important: „Circuite electronice neliniare și de relaxare" lipsește cu desăvîrșire. Ori, aceste circuite stau la baza tehnicii impulsurilor care are o atît de mare importanță în unele domenii ale radiocomunicațiilor, cum sînt: televiziunea, radioreleele, ca să nu mai vorbim despre radiolocație și tehnica nucleară. Lipsa acestui capitol se resimte și în expunerea altor capitole ale lucrării, de exemplu, modulația în impulsuri, care e atît de amănunțit tratată din punct de vedere teoretic, dar care conține o expunere destul de superficială a părții de circuite electronice.

În capitolul atît de vast și pe larg tratat al amplificatoarelor de tensiune, lipsesc amplificatoarele de curent continuu, care au destule aplicații în tehnică. La capitolul detecției lipsește expunerea detectoarelor de modulație în frecvență și în impulsuri.

În ultimii ani s-a dezvoltat extrem de mult tehnica semiconductoarelor.

Transistorii, care au cîștigat și cîștigă mereu teren în electronică și care reprezintă „schimbul de mîine" al tuburilor electronice nici nu sînt amintiți în lucrare. În capitolul atît de amănunțit tratat al distorsiunilor, nu se vorbește de distorsiunile modulației în frecvență.

Acestea sînt lipsuri de oarecare importanță, de care ar fi bine să se țină seamă la redactarea unei viitoare ediții a lucrării.

Există și unele amănunte, care la prima vedere prezintă o mică importanță, dar care pot arăta în ce măsură lucrarea ține pas cu dezvoltarea tehnicii respective. Este vorba de exemplele practice și numerice din diversele capitole. Tehnica tuburilor electronice se perfecționează mereu. Au apărut și apar zeci de tipuri de tuburi care pot îndeplini funcțiuni nebănuite acum 20 de ani. Și totuși, mare parte din exemplele din cursul de față se referă tot la tuburi care erau actuale acum 20 de ani. De exemplu, tabela cu regimuri tipice de funcționare a amplificatoarelor de audiofrecvență, de tensiune (pag. 316—317) conține tuburi din care numai unul mai este folosit arareori. Celelalte se găsesc numai în cataloage. Afară de asta, acest tabel a mai fost publicat anterior în manualul lui Smirenin, ceea ce îl face să-și piardă originalitatea. Fără îndoială, acestea sînt mici amănunte dar, la o examinare superficială, cititorul neavizat capătă falsa impresie că lucrarea nu este la curent cu realizările tehnicii și de sigur că aspectul și prestigiul acestui curs de reală valoare suferă întrucîtva.

Este incontestabil că cursul de „Tuburi electronice", vol. II al prof. EMIL PETRAȘCU are o mare importanță în completarea și consolidarea cunoștințelor inginerilor și studenților în radiocomunicații. Contribuția acestei lucrări în

dezvoltarea unor probleme de radiocomunicaţii este incontestabilă şi este de sperat că cele cîteva lipsuri arătate aici vor servi la îmbunătăţirea unor eventuale viitoare ediţii.

I. Ciuc

CZ 621—53

AIZERMAN M. A.: **Leeţii asupra teoriei reglării automate.** Gosudarstvennoe Izdatelstvo Tehniko-Teoreticeskoi Literaturî. Moscova, 1956, p. 427.

Lucrarea constituie o urmare a cursurilor ţinute de autor la o serie de institute tehnice din Moscova cu privire la bazele teoretice ale reglării automate. În acest sens lucrarea conţine elementele fundamentale ale acestei teorii, atît pentru sistemele liniare cît şi pentru cele neliniare, tratate într-un mod clar, corect şi însoţit de numeroase exemple concrete, care determină atractivitatea şi valoarea didactică a acesteia. Cartea cuprinde 5 capitole şi două anexe.

În primul capitol se prezintă ideile de bază privind sistemele automate în general şi regulatoarele în particular. Astfel după ce se arată elementele componente generale ale unui sistem automat şi se stabileşte terminologia acestora, se prezintă o serie de regulatoare de diverse tipuri, însoţite de exemple concrete.

Capitolul al doilea conţine bazele matematice ale sistemelor automate. Astfel după ce se tratează împărţirea unui sistem automat în elementele sale componente — electrice şi mecanice-se prezintă caracteristicile statice ale acestora, ecuaţiile corespunzătoare şi liniarizarea lor, pe baza cărora se defineşte funcţia de transfer a unui element şi se tratează algebra blocurilor componente ale unui sistem liniar oarecare. Urmează apoi tratarea caracteristicilor de frecvenţă ale unui sistem liniar, reprezentarea acestora în planul complex şi în coordonate logaritmice, cum şi răspunsul în timp al acestor elemente. Se stabileşte apoi o metodă de corelaţie bilaterală între răspunsul la frecvenţa şi răspunsul în timp al unui astfel de element.

Următorul capitol tratează problema stabilităţii sistemelor automate liniare. Se stabileşte întîi relaţia între stabilitatea sistemului şi localizarea rădăcinilor ecuaţiei caracteristice corespunzătoare, după care se definesc domeniile de stabilitate ale parametrilor sistemului, tratîndu-se totodată şi împărţirea în D a planului complex. Problema stabilităţii este apoi reluată cu ajutorul criteriului lui Routh, după care se dezvoltă criteriul de stabilitate al lui Nyquist-Mihailov, cu ajutorul trasării locului frecvenţelor. Tratarea este însoţită de numeroase exemple numerice ilustrative.

Capitolul al patrulea tratează metodele de construire a răspunsului tranzitoriu al sistemelor automate liniare. Se tratează întîi metoda analitică bazată pe transformarea Laplace inversă, după care se dezvoltă o metodă grafo-analitică aproximativă de calcul, pe baza ecuaţiei diferenţiale a sistemului, cum şi metoda deducerii răspunsului tranzitoriu din răspunsul la frecvenţă. Capitolul conţine apoi criteriile de apreciere globală a calităţii sistemelor, cu ajutorul integralelor erorii.

Ultimul capitol tratează unele probleme privitoare la sistemele neliniare. Se tratează întîi problema oscilaţiilor armonice în astfel de sisteme, apoi metoda liniarizării armonice echivalente, iar apoi, pe această bază, se discută problema stabilităţii în mic a sistemelor neliniare. Capitolul conţine apoi metoda reprezentării în spaţiul fazelor în tratarea sistemelor neliniare. Lucrarea conţine apoi două anexe: prima cu privire la metodele transformării Laplace şi Fourier şi a doua — privind tabularea unor funcţii utilizate în calculul performanţelor sistemelor automate. În acest fel lucrarea prezintă o serie de aspecte importante ale teoriei matematice a sistemelor automate, care poate constitui un îndrumar util pentru acei care vor să se iniţieze în acest domeniu.

Din lucrare lipsesc însă unele probleme importante, ca aceea a corecţiei sistemelor automate, precum şi o serie de metode grafo-analitice pentru determinarea performanţelor acestor sisteme (diagrama cercurilor, diagrama aplitudinifază) a căror tratare se poate găsi în multe alte cărţi apărute în literatura sovietică şi occidentală de specialitate.

Gh. R. I.

CZ 621.53:519.2

PUGACIEV V. S.: **Teoria funcţiilor aleatoare şi utilizarea ei în problemele de reglaj automat.** Gosudarstvennoe izdatelstvo Tehnico — Teoreticescoi Literaturî Moscova 1957 p. 659

Unul din progresele importante ale ciberneticii tehnice constă în legătura stabilită între teoria informaţiei şi teoria reglajului automat, respectiv teoria funcţiilor aleatoare şi teoria reglajului, ultima formulare fiind mai limitativă de cît prima.

În literatura sovietică astfel de probleme au mai format obiectul unor monografii, cum ar fi de exemplu lucrarea lui V. V. SOLODOVNICOV: Introducere în statistica dinamică a sistemelor de reglaj automat, Gostehizdat, 1952. Era cu totul normal ca problemele în cauză să cunoască în U.R.S.S. o desvoltare largă, dat fiind atît importanţa acestor probleme pentru o teorie mai aproape de realitate cît şi datorită puternicii şcoli de teoria probabilităţilor ce există în Uniune: numele unor probabilişti ca Kolmogorov, Hincin, Gnedenco sînt foarte bine cunoscute specialiştilor.

Deoarece teoria probabilităţilor în general este puţin cunoscută specialiştilor în reglaj automat, monografia recenzată începe prin a prezenta noţiunea de probabilitate. Aceasta se face urmînd schema axiomatică dată de Kolmogorov. Se prezintă astfel atît aspecte fizice ale noţiunilor respective, cît şi proprietăţile matematice ale probabilităţii.

În capitolul următor se introduce noţiunea de mărime aleatoare. Semnalăm cu această ocazie că autorul utilizează aci în mod sistematic funcţia delta a lui Dirac— mai exact, delta lui Dirac, deoarece aşa cum a arătat Laurent Schwartz sîntem în prezenţa unei distribuţii şi nu a unei funcţii. În continuare se introduc elemente clasice, ca distribuţie gaussiană, dispersie, etc. Un capitol special este rezervat mărimilor aleatoare vectoriale. Se studiază aci printre altele dispersia şi corelaţia momentelor mărimilor complexe.

După ce în alte două capitole se studiază funcţiile caracteristice şi funcţiile de argument aleator, se introduce legea numerilor mari, dîndu-se şi teoremele lui Markov şi Cebîşev, Puasson şi Bernoulli, Liapunov şi Laplace.

Se ajunge astfel la introducerea noţiunii de entropie. Noţiunea se introduce în legătură cu nedeterminarea rezultatelor unei măsurători. Se prezintă pe scurt atît formula lui Hartley, cît şi definiţia lui Shannon, care este esenţială pentru întreaga teorie a informaţiei. Definiţia se extinde apoi asupra proceselor continue, ceeace se ştie că nu se face de cît cu unele precauţii. Se desvoltă aci o serie întreagă de considerente în legătură cu noţiunea de entropie şi cu funcţiile aleatoare, speranţa matematică, funcţie de corelaţie şi proprietăţile ei.

Un capitol este rezervat problemelor de descompunere canonică a funcţiilor aleatoare, altul funcţiilor aleatoare vectoriale, altul funcţiilor aleatoare staţionare şi altul teoriei transformărilor liniare ale funcţiilor aleatoare. Cu aceasta se încheie partea introductivă, relativă la noţiunile de calculul probabilităţilor, funcţii aleatoare şi teoria informaţiei. Această parte a avut 360 pagini, deci mai mult de jumătate din întregul volum.

Partea a doua, relativă la reglajul automat se caracterizează şi ea tot printr-un nivel ridicat, ca şi partea introductivă. Astfel ea începe cu problema: operatorul sistemului, caracteristică generală pentru un sistem de reglaj automat. Se prezintă metode de liniarizare a operatorilor şi se dau şi metode aproximative pentru cazuri neliniare generale. Se prezintă de asemeni metoda liniarizării statistice şi se arată cum se poate utiliza pentru sistemele staţionare.

O parte interesantă este aceea în care se prezintă teoria unei clase de transformări neliniare ale funcţiilor aleatoare, tratîndu-se şi cazul funcţiilor aleatoare, determinate prin sisteme neliniare de ecuaţii diferenţiale.

Un capitol este rezervat problemei importante a teoriei funcţiilor aleatoare pentru determinarea caracteristicii optimale ale sistemelor de reglaj automat. Dat fiind importanţa problemei şi dificultăţile legate de ea, capitolul are aproape 90 de pagini.

Ultimul capitol al cărţii este dedicat problemelor de determinare a mărimilor caracteristice şi a funcţiilor aleatoare din rezultatele unor experienţe.

Lucrarea este însoţită de unele anexe: o introducere în teoria transformărilor liniare şi o introducere în teoria ecuaţiilor integrale cu nucleu simetric. De asemeni se dau tabele de funcţii şi formule.

Lucrarea este o prezentare foarte modernă şi la un nivel foarte înalt a unor rezultate noi, de mare importanţă pentru teoria reglajului automat. Caracteristic pentru lucrare este utilizarea teoriei informaţiei — cel puţin parţial — pentru rezolvarea problemelor de reglaj. Utilizînd un aparat matematic desvoltat şi modern, cartea se prezintă ca o monografie foarte importantă pentru toţi acei care abordează problema comportării sistemelor de reglaj automat, supuse unor fenomene aleatoare. *E. N.*

CZ 681.142—523.8:651

KOZMETSKI, şi KIRCHER, P. : **Calculatoarele electronice şi controlul administrării.** Mc Graw Hill Book Company, New York, Toronto, Londra, 1956, 296 p.

Lucrarea de faţă este o carte practică, scrisă într-un limbaj netehnic şi care se adresează oamenilor din administraţii arătîndu-le în ce mod pot fi utilizate calculatoarele electronice în muncile de birou.

Avînd aceste ţinte, lucrarea desigur că nu insistă asupra modului în care se proiectează un calculator electronic şi nici nu intră în detalii asupra sa. În această direcţie informaţiile sînt reduse la un minim necesar înţelegerii textului cărţii. Unele amănunte asupra calculatoarelor, programării lor, calculatoarelor mai importante existente în întreaga lume şi unele detalii asupra prelucrării matematice a datelor sînt cuprinse în patru anexe. Astfel încît lucrarea propriu zisă este total lipsită de dificultăţi tehnice.

În schimb, lucrarea conţine foarte numeroase date inedite asupra utilizării calculatoarelor electronice în munca de birou.

În afară de calcularea statelor de plată pentru personal, calculatoarele se utilizează şi în alte scopuri. În cele ce urmează se enumeră cîteva din ele — nu însă în ordinea importanţei: calcularea preţului de cost al produselor; contabilitatea cumpărărilor şi vînzărilor; urmărirea producţiei; evidenţa materialelor stocate; — evidenţa personalului; 6—evidenţa conturilor. Aceste probleme sînt studiate în prima parte a cărţii.

Introducerea noilor tipuri de calculatoare ridică şi probleme administrative noi, care sînt studiate în partea a doua a cărţii. Astfel, personalul vechi trebuie reantrenant cu noile aparate, sau trebuie licenţiat sau îndrumat spre alte sectoare. În schimb trebuie aduşi specialişti care să fie familiarizaţi atît cu întreţinerea şi posibilităţile de utilizare a calculatoarelor electronice, cît şi cu problemele specifice locului de muncă.

În această direcţie experienţa este foarte limitată. Dar cîteva linii importante se trasează. Anume, dat fiind marele preţ de cost al calculatoarelor electronice. ca şi faptul semnalat mai sus că ele pot fi utilizate în diverse scopuri, se merge pe linia centralizării geografice a acestor calculatoare. Se creează, deci, mari centre regionale de calcul, centre care rezolvă problemele unui grup de interesaţi. În modul acesta, calculatorul are o funcţionare continuă, nu apar deci timpi morţi, personalul specializat este şi el centralizat şi cheltuielile aferente scad. Din datele publicate pînă în prezent şi în alte surse, rezultă că tendinţa centralizării calculatoarelor este generală.

Ultima parte a lucrării tratează problema considerării ştiinţifice a administrării. În general, acest gen de probleme duce la sisteme de ecuaţii algebrice liniare cu un mare număr de necunoscute, care deci sînt greu de rezolvat manual. Dimpotrivă, metodele electronice sînt extrem de adecvate acestui scop. Problemele care se pot trata electronic sînt extrem de variate şi în lucrare se enumeră unele din ele, dîndu-se şi condiţiile pe care trebuie să le satisfacă problemele spre a putea fi tratate electronic. În legătură cu aceasta se studiază problema programării calculatoarelor spre a răspunde scopului. O dată programul fixat, este necesar să se stabilească detaliile exacte ale programului şi să se efectueze o „reacţie", metodă care permite să se stabilească ce date — din cele utilizate — sînt relevante pentru sistemul studiat.

Ultimul stadiu actual este acel al „sistemului administrativ integral" în care calculatoarele electronice se utilizează atît pentru prelucrarea datelor, cît şi pentru planificare şi reacţie. *E.N.*

CRONICA

Dizertaţie

CZ 621.373.13.018.756

În ziua de 18 noiembrie 1957 a avut loc la Institutul Politehnic din Bucureşti susţinerea publică a dizertaţiei pentru obţinerea titlului de candidat în ştiinţe tehnice a ing. VLAD PAUKER, cu titlul:

Contribuţii la studiul amplificatoarelor de impulsuri cu reacţie negativă".

Conducătorul ştiinţific al lucrării a fost prof. dr. ing. TUDOR TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R. P. R. Comisia de examinare a fost compusă din: Prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R. P. R. prof. N. MARINESCU— prorectorul Institutului Politehnic, prof. GH. CARTIANU, prof. S. CONDREA, prof. AL. SPĂTARU, prof. EDM. NICOLAU, conf. I. POPA şi asist. GH. VRÎNCEANU.

Au participat de asemenea numeroşi reprezentanţi ai corpului didactic din Institutul Politehnic, ingineri de specialitate de la diferite instituţii din ţară, cum şi studenţi din ultimii ani ai Facultăţii de electronică şi telecomunicaţii.

Ing. V. PAUKER a obţinut prin concurs în anul 1954 titlul de aspirant în specialitatea electronică şi a pregătit sub îndrumarea prof. T. TĂNĂSESCU teza de dizertaţie.

Lucrarea constă în studiul problemelor generale legate de funcţionarea amplificatoarelor de impulsuri cu reacţie; s-au abordat în special următoarele probleme: influenţa reacţiei asupra produsului bandă-cîştig; stabilitatea caracteristicii de frecvenţă a amplificatoarelor video cu reacţie; distorsiunile neliniare în amplificatoarele cu reacţie.

În ce priveşte prima problemă, autorul a ajuns la următoarele concluzii:

produsul bandă-cîştig creşte în urma aplicării reacţiei; această creştere este mai puţin însemnată decît cea care se obţine prin metodele clasice de compensare anodică;

creşterea produsului bandă-cîştig este mai importantă la amplificatoarele cu două etaje decît la cele cu un etaj;

prin introducerea în bucla de reacţie a unor elemente reactive potrivit alese, banda poate fi lărgită mai mult.

Trecînd la problema stabilităţii caracteristicii de transfer, autorul studiază separat stabilitatea caracteristicii de modul şi stabilitatea caracteristicii de fază, alegînd schema cea mai favorabilă din acest punct de vedere, cum şi gradul de reacţie optim.

În problema distorsiunilor, autorul a început prin elaborarea unui studiu privind influenţa reacţiei în cazul distorsiunilor mari ale amplificatorului fără reacţie; s-a dedus apoi o expresie a factorului de distorsiune a amplificatorului cu mai multe bucle de reacţie; s-a abordat de asemenea problema variaţiei distorsiunilor neliniare în funcţie de frecvenţă.

Lucrarea se încheie cu studiul unor scheme particulare de amplificatoare video cu reacţie negativă cu unul, două şi trei etaje..

După expunerea lucrării au luat cuvîntul: prof. T. TĂNĂSESCU, în calitate de conducător ştiinţific, prof. ing. GH. CARTIANU, prof. dr. ing. E. PETRAŞCU de la Universitatea „C.I. Parhon" din Bucureşti, şi candidat în ştiinţe tehnice P. DRĂGHICESCU de la Institutul de Fizică Atomică al R. P. R. în calitate de referenţi oficiali, precum şi candidat în ştiinţe tehnice M. DRĂGĂNESCU, care au analizat lucrarea din punctul de vedere al contribuţiilor originale şi al justeţei rezultatelor prezentate, punînd de asemenea şi unele întrebări.

Comisia a acordat în unanimitate titlul de candidat în ştiinţe tehnice Ing. VLAD PAUKER. *M. B.*

СОДЕРЖАНИЕ

ДК 621.52 : 061.22

Передовая:

Международная Федерация по автоматике (IFAC)

Automatica şi electronica, II (1958), № 2, стр. 49.

ДК 621.52 : 083.72

Предложения для: „Понятия и определения в автоматических установках"

Automatica şi electronica, II (1958), № 2, стр. 50-55.

ДК 621.316.7 : 621.833

FINTESCU, D. и ZĂRONI, R. :

Функциональная схема новой системы автоматического управления и регулирования для приводов с тепловым двигателем с электрической передачей.

Automatica şi electronica, II (1958) № 2, стр. 56-73.

Описана функциональная статистическая схема новой системы непрерывного управления и автоматического регулирования привода с тепловым двигателем с электрической передачей для железнодорожной тяги. Схема выполнена с применением исключительно магнитных усилителей. Даны новые решения для выявителя отклонения скорости вращения, управления теплого двигателя, регулирования потока возбуждения электромоторов, управления и автоматического регулирования динамического торможения и т. д. Схема обеспечивает оптимальную работу при нагрузочном режиме, а при уменьшении тока и напряжения генератора производит или автоматическое убавление подачи топлива, или одновременное убавление подачи топлива и скорости вращения.

ДК 681.142.523 : 621.376.232.2

NICOLAU, EDM., SIMION, N., VOICULESCU, GH. и WEISS, A. :

Нелинейных элементов для счетномоделирующих устройств. (II. Экспериментальные образцы)

Automatica şi electronica, II (1958) № 2, стр. 74-77.

Описн ряд экспериментальных образцов нелинейных элементов, необходимых для осуществления счетномоделирующих устройств.

ДК 621.372.44.016.35

DRĂGĂNESCU, M. :

Статическая устойчивость нелинейных электрических цепей.

Automatica şi electronica, II (1958) № 2, стр. 78-85.

Примененяя топологию фазочой плоскости рассматривается устойчивость точек статистической работы электрических нелинейных цепей.

КОММЕНТАРИИ, стр. 85

БИБЛИОГРАФИЯ, стр. 86-88

КРОНИКА, стр. 88

INHALTSVERZEICHNIS

DK 621 – 52 :061.22

LEITARTIKEL :

Die internationale Federation für Regelunstechnik (IFAC)

Automatica şi electronica, II (1958) H. 2, S. 49.

DK 621 – 52 (083.72)

Vorschläge für „Technische Benennungen und Begriffe in der Regelungstechnik"

Automatica şi electronica, II (1958) H. 2, S. 50 – 55.

DK 621.316.7 :621 – 833

FINTESCU, D. und ZĂRONI, R. :

Funktionale Schaltung eines neuen selbsttätigen Steuerungs- und Regelungssystems für Antrieb durch thermischen Motor und elektrischer Kraftübertragung

Automatica şi electronica, II (1958) H. 2, S. 56 – 73.

Es wird die statische funktionale Schaltung eines neuen selbsttätigen stetigen Steuerungs- und Regelungssystems des Antriebes durch thermischen Motor und elektrischer Kraftübertragung, für die Zugbeförderung, beschrieben. Die Schaltung ist zur Gänze mit Magnetverstärkern ausführbar. Es werden originelle Lösungen für den Abweichungsdetektor der Umlaufgeschwindigkeit, für die Steuerung des thermischen Motors, dür die Regelung des Induktorflusses der Elektromotore, für die selbsttätige Steuerung und Regelung der dynamischen Bremse usw. gegeben. Die Schaltung gestattet den Betrieb des thermischen Motors nach der optimalen Lastbetriebcharakteristik und versichert, im Begrenzungsbetrieb des Stromes oder der Spannung des Generators, die selbsttätige Verminderung entweder ausschliesslich der Brennstoffeinspritzung, oder gleichzeitig der Einspritzung und der Umlaufgeschwindigkeit.

DK 681.142 – 523 :621.376.232.2

NICOLAU, EDM., SIMION, N., VOICULESCU, GH. und WEISS, A. :

Nichtlineare Elemente für Modellregelkreise und Analogrechner (II. Experimentelle Ausführungen)

Automatica şi electronica, II (1958) H. 2, S. 74 – 77.

Es werden einige experimentelle Ausführungen beschrieben, betreffend die im Bau von Modellregelkreisen und elektronischen Rechnern not wendigen nichtlinearen Elemente.

DK 621.372.44.016.35

DRĂGĂNESCU, M. :

Die statische Stabilität von nichtlinearen elektrischen Kreisen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 2, S. 78 – 85

Unter Verwendung der Topologie der Phasenebene wird die Stabilität der statischen Arbeitspunkte eines nichtlinearen elektrischen Kreises untersucht.

BESPRECHUNGEN, S. 85

BUCHBESPRECHUNGEN, S. 86 – 88

CHRONIK, S. 88

SOMMAIRE

CD 621–52 : 061.22
EDITORIAL :

Fédération Internationale de l'Automatique (IFAC)
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 49

CD 621–52 (083.72)
Recommandations pour une „Terminologie en matière de reglage automatique"
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 50–55.

CD 621.316.7 :621–833
FINŢESCU, D. et ZĂRONI, R. :

Le schéma de fonctionnement d'un nouveau système de réglage automatique de la commande utilisant un moteur thérmique et la transmission électrique
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 56–73.

On décrit le schéma de fonctionnement statique d'un nouveau système de commande continue et de réglage automatique de la commande utilisant un moteur thermique et la transmission électrique, pour la traction par chemins de fer. Le schéma est réalisable intégralement avec des amplificateurs magnétiques. On donnes des solutions originales en ce qui concerne le détecteur de déviation de la vitesse de rotation, la commande du moteur thérmique, le réglage du fluxe inducteurs des moteurs électriques, la commande et le réglage automatique du frein dynamique etc. Le schéma assure le fonctionnement du moteur thérmique dans les meilleures conditions en régime de charge ; en régime de limitation du courent ou de la tension du générateur le schéma assure la réduction automatique soit exclussivement de l'injection du combustible soit simultanément de l'injection et de la vitesse de rotation.

CD 681.142–523 : 621.376.232.2
NICOLAU, EDM., SIMION, N., VOICULESCU, GH., et WEISS, A. :

Éléments nonlinéaires pour des simulateurs et des calculateurs analogiques (II. Réalisations expérimentales)
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 74–77.

On décrit certaines réalisations expérimentales ayant trait aux éléments nonlinéaires nécessaires dans la construction des simulateurs et des calculateurs électroniques.

CD 621.372.44.016.35
DRĂGĂNESCU, M. :

La stabilité statique des circuits électriques nonlinéaires
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 78–85

On étudie la stabilité des points statiques de fonctionnement d'un circuit électrique nonlinéaire, utilisant la topologie du plan des phases.

COMMENTAIRES, p. 85.

BIBLIOGRAPHIE, p. 86–88.

CHRONIQUE, p. 88

CONTENTS

DC 621—52 : 061.22
LEADER :

International Federation of Automatic Control (IFAC)
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 49.

DC 621—52(083.72)
Tentative Standards for Terms and Definitions for Automatic Control Systems.
Automatica şi electronica, II (1958), no. 2, p. 50–55.

DC 621.316.7 :621–833
FINŢESCU, D. and ZĂRONI, R. :

The block diagram of a new automatic control and regulating system for drives with Diesel engine and electrical transmission
Automatica, şi electronica, II (1958) no. 2, p. 56–73.

The block diagram is presented of a new automatic control and regulating system for a drive with Diesel engine and electrical transmission, for railway traction. Magnetic amplifiers are used throughout. Original solutions are given for the speed deviation detector, the Diesel engine control, the electric motor field regulating the automatic control and regulating of dynamic braking etc. The diagram affords the optimal operation of the Diesel engine under load, and assures, the automatic reduction either of the fuel injection alone, or simultaneously of the injection and of the speed of ratation, when operating with limitation of the current or tension of the generator.

DC 621.142—523 :621.376.232.2
NICOLAU, EDM., SIMION, N., VOICULESCU, GH. and WEISS, A. :

Nonlinear elements for simulators and analog computers (Part II — experimental results)
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 74–77.

Some experimental results are described, on nonlinear elements used in the construction of simulators and electronic computers.

DC 621.372.44.016.35
DRĂGĂNESCU, M. :

The static stability of nonlinear electric circuits
Automatica şi electronica, II (1958) no. 2, p. 78–85.

The stability of the static operating points is studied for a nonlinear electric circuit, using the phase plane topology.

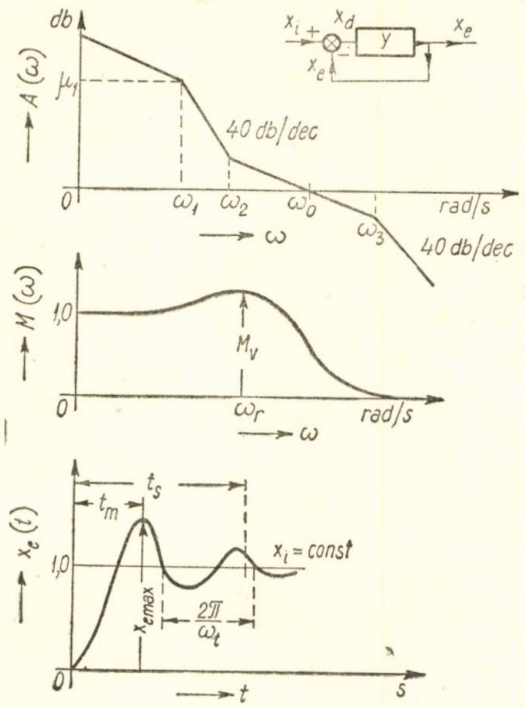
COMENTARY, p. 85.

BOOKS REVIEW, p. 86–88.

CHRONICLE, p. 88.

OMIKK-MŰSZAKI KÖNYVTÁR
1883

Diagrame indicînd notaţiile şi terminologia folosită în descrierea diferitelor caracteristici ale performanţei unui sistem automat:



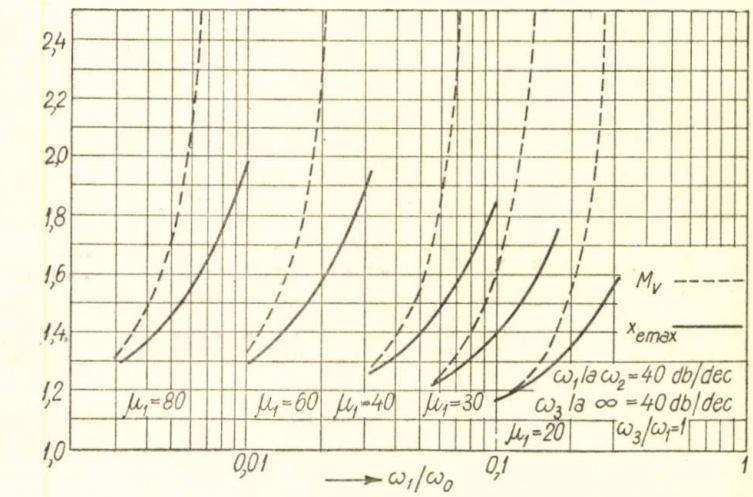
a — Diagrama atenuare-frecvenţă a funcţiei de transfer a sistemului deschis;

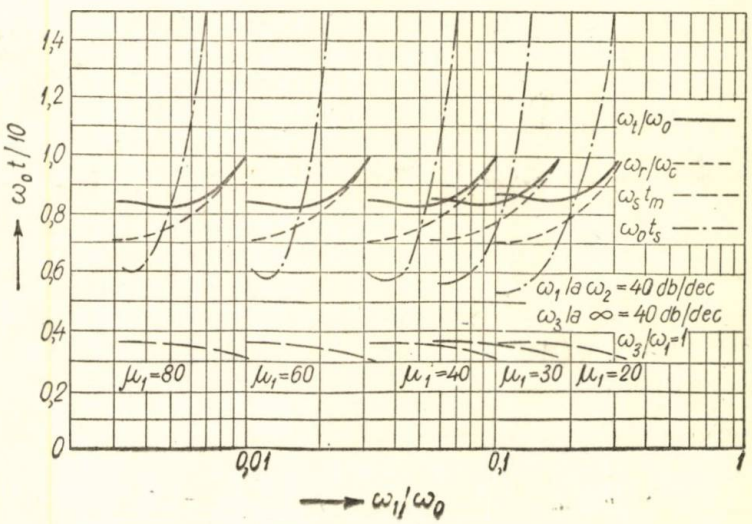
b — Răspunsul la frecvenţă al sistemului închis;

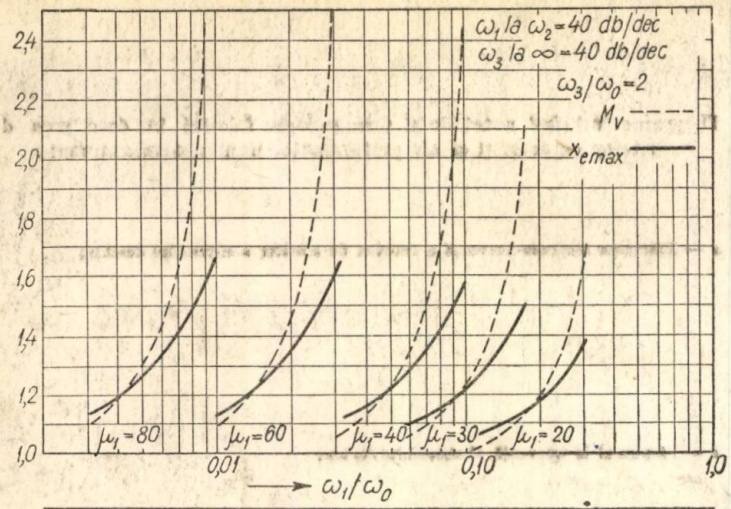
c — Răspunsul tranzitoriu al sistemului închis, la o variaţie treaptă unitate a mărimii de intrare.

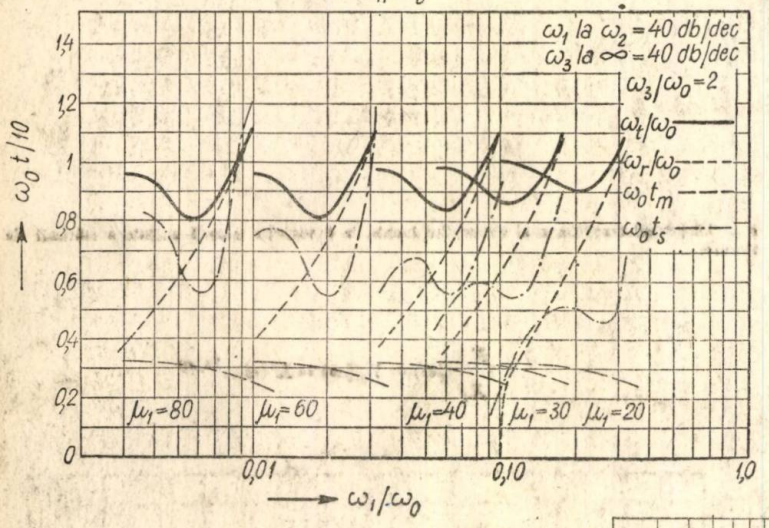
$$\frac{X_e}{X_d}(j\omega) = Y(j\omega) = A(\omega)\, e^{j\Phi(\omega)}$$

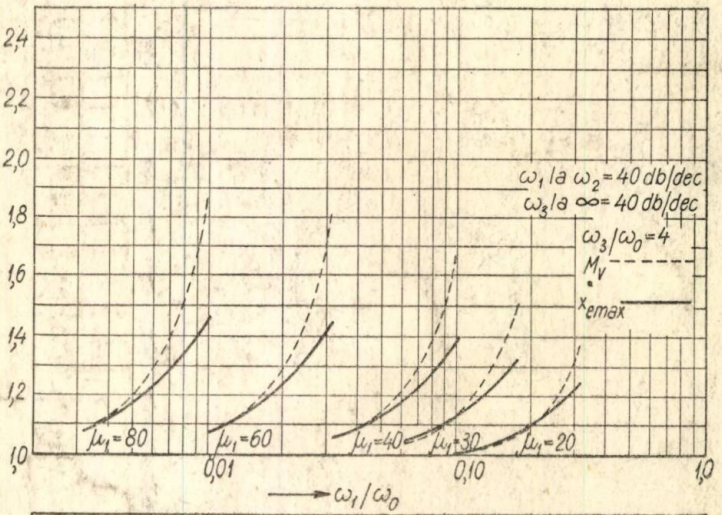
$$\frac{X_e}{X_i}(j\omega) = Y_0(j\omega) = M(\omega)\, e^{j\alpha(\omega)}$$

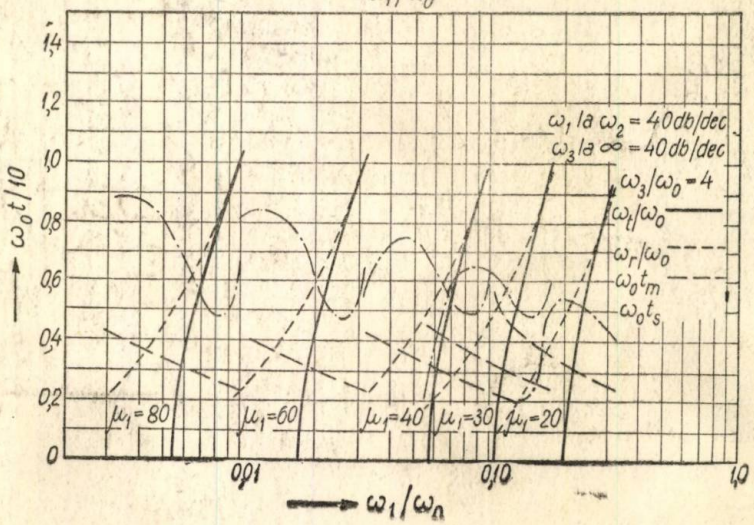




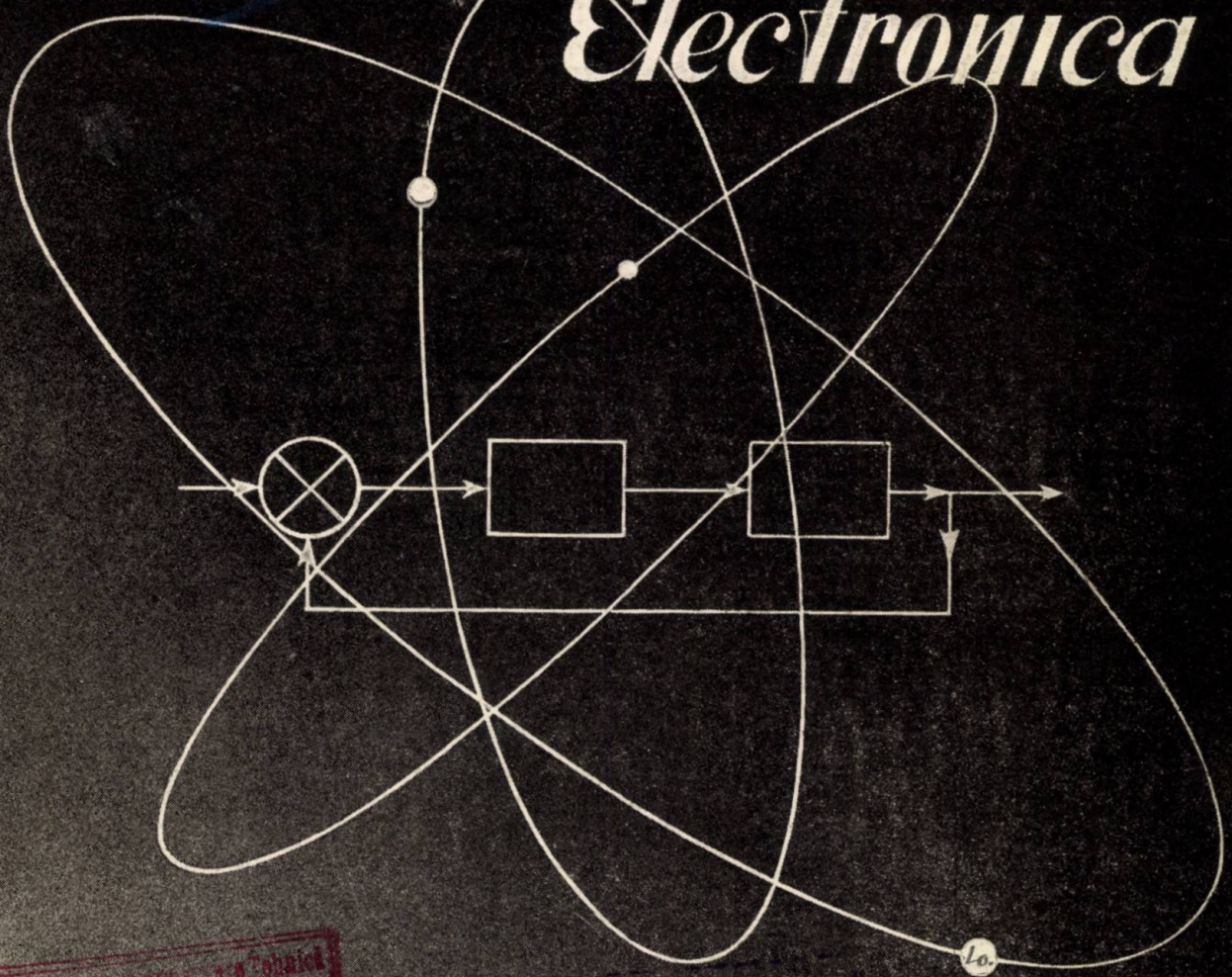

ω_1 la ω_2 = 40 db/dec
ω_3 la ∞ = 40 db/dec
ω_3/ω_0 = 2
M_v
x_{emax}
μ_1 = 80
μ_1 = 60
μ_1 = 40
μ_1 = 30
μ_1 = 20
2,4
2,2
2,0
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
0,01
0,10
1,0
ω_1/ω_0


ω_1 la ω_2 = 40 db/dec
ω_3 la ∞ = 40 db/dec
ω_3/ω_0 = 2
ω_t/ω_0
ω_r/ω_0
$\omega_0 t_m$
$\omega_0 t_s$
$\omega_0 t/10$
μ_1 = 80
μ_1 = 60
μ_1 = 40
μ_1 = 30
μ_1 = 20
1,4
1,2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,01
0,10
1,0
ω_1/ω_0


ω_1 la ω_2 = 40 db/dec
ω_3 la ∞ = 40 db/dec
ω_3/ω_0 = 4
M_v
x_{emax}
μ_1 = 80
μ_1 = 60
μ_1 = 40
μ_1 = 30
μ_1 = 20
2,4
2,2
2,0
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
0,01
0,10
1,0
ω_1/ω_0


ω_1 la ω_2 = 40 db/dec
ω_3 la ∞ = 40 db/dec
ω_3/ω_0 = 4
ω_t/ω_0
ω_r/ω_0
$\omega_0 t_m$
$\omega_0 t_s$
$\omega_0 t/10$
μ_1 = 80
μ_1 = 60
μ_1 = 40
μ_1 = 30
μ_1 = 20
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,01
0,10
1,0
ω_1/ω_0

Automatica și Electronica



Institut de Mecanica Tehnică
BUCUREȘTI
HEMER - CSORE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

REFERAEVA

3

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. ing. C. VAZACA (redactor responsabil), conf. FL. CIORĂSCU, ing. I. PAPADACHE, prof. ing. C. PENESCU, ing. M. POPA, conf. ing. R. STERE, prof. dr. ing. T. TĂNĂSESCU, membru corespondent al Academiei R.P.R., conf. ing. L. UZUN

EXTRAS DIN RECOMANDĂRILE PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală, tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se prelează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit, problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 6—8 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiilor posibile.*
8. *Anexele pot cuprinde demonstrații originale sau absolut necesare înțelegerii formulelor din text; de asemenea în anexe se pot da exemple de calcul.*
9. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
10. *Nivelul articolelor va fi înalt.*
11. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului. Pentru demonstrații se vor alcătui anexe.*
12. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grijă literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, romane, grecești, germane etc.*
13. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, prenumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteze), revista tomul, anul, numărul, paginile.*
14. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
15. *Nu se admite trimiterea concomitentă a textului la alte publicații.*
16. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. În notă se vor indica: titluri academice, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
17. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
18. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări esențiale față de manuscris, în care caz ele cad în sarcina autorului.*

Revista „AUTOMATICA și ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Editor: Asociația Științifică a Inginerilor și chimicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica Nr. 3, telefon 3.57.28-3.07.30. Administrația și casieria: București, Calea Victoriei Nr. 118, telefon 3.48.00. Redacția își rezervă toate drepturile privind lucrările precum și materialul grafic-ilustrativ apărut în revistă, cît și cele privitoare la traducerea în limbi străine. Se admit extrase sau comentarii numai cu indicarea completă a sursei. Revista apare odată la două luni. Abonamentul anual: Pentru întreprinderi: lei 96, individual lei 30. — Prețul unui exemplar: lei 5. — Abonamentele se primesc la sediile administrației mai sus indicate.
Tiparul: Întreprinderea Poligrafică Nr. 3 — București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. II (1958) nr. 3 (mai — iunie), pag. 89 — 136

SUMAR

C Z 621-52

EDITORIAL :

Automatizarea industrială și unele probleme anexe
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 89—90.

Declarația Federației Mondiale a Oamenilor de Știință cu privire la armele nucleare
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 91.

O declarație a profesorului Frédérie Joliot-Curie
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 91.

C Z 621-53

POPOV, M. V. :

Criterii analitice simplificate pentru stabilitatea sistemelor liniare de reglare automată
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 92—95

Se expune criteriul de stabilitate al lui Liénard și Chipart insistînd în mod special asupra posibilității de a reduce la jumătate ordinul determinanților care intervin în criterii. Se stabilește un procedeu de calcul care permite obținerea rapidă a criteriilor în forma simplificată.

C Z 537.533.335

ȚUGULEA, A. :

Calculul analitic prin aproximație al distribuției cîmpului magnetic pe axa unei lentile electronice magnetice
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 95—98

Folosindu-se o metodă generală de calcul aproximativ expusă într-o lucrare anterioară, se stabilesc expresii analitice ale potențialului cîmpului pe axa unei lentile magnetice. Formulele sînt obținute în ipoteza că lungimea lentilei este finită, iar materialul feromagnetic este nesaturat.

C Z 621.375.132.016.35

PAUKER, V. :

Stabilitatea caracteristicii de frecvență a amplificatorului cu reacție negativă
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 99—106

Se analizează variația cu frecvența a stabilității modulului și fazei amplificatorului cu reacție negativă, deducîndu-se relațiile corespunzătoare. Pe baza rezultatelor obținute se formulează unele recomandări generale privind alegerea schemelor de amplificatoare în vederea obținerii stabilității maxime a caracteristicii de frecvență. Formulele deduse se aplică în cazul cîtorva scheme particulare mai întrebuințate, trăgîndu-se concluzii în ce privește gradul optim de reacție.

C Z 621.384.61 : 621.373

TEODORESCU, I. :

Instalații de radiofrecvență la acceleratoarele ciclice rezonante
Automatica și electronica, II (1958) nr. 3, p. 106—110

Se examinează instalațiile electronice de producere a tensiunii acceleratoare de înaltă frecvență și dispozitivele pentru obținerea variațiilor necesare ale cîmpului magnetic și cele ale frecvenței

C Z 621.387.4 : 553.495

VASILIU, Gh. :

Aparate pentru detectarea substanțelor radioactive
Automatică și electronică, II (1958) nr. 3, p. 111—115
În introducere se discută despe activitatea unei surse radioactive și aparatajul de bază în prospectarea acesteia. Apoi se descriu diverse tipuri de camere de ionizare și contoare de măsurare. În încheiere se dă principiul metodelor de cercetare.

NOTE DE LABORATOR, p. 116—119
REFERATE, p. 120—132
RECENZII, p. 133—135
CRONICA, p. 136

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 89—136) Nr. 3, mai—iunie București, 1958

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1883

EDITORIAL

Automatizarea industrială și unele probleme anexe

Pe marginea unui raport

CZ 621—52

Tovarășul I. I. KUZMIN vicepreședinte al Consiliului de Miniștri al U.R.S.S. și președintele Comisiei de stat a planificării, a prezentat la consfătuirea unională a lucrătorilor din industrie, din mai 1958, un referat asupra dezvoltării mecanizării și automatizării în U.R.S.S. Problemele automatizării industriale în țara noastră, păstrînd bineînțeles proporțiile, are multe puncte comune cu acelea pe care le ridică dezvoltarea automatizărilor în U.R.S.S. Este deci de folos să examinăm cu atenție acest document și să ne formăm un punct de vedere ținînd seama de experiența căpătată în Uniunea Sovietică, precum și de programul de viitor trasat acolo.

Mai întîi pentru fixarea importanței acestei probleme, citățm:

„Automatizarea producției constituie una din liniile generale ale progresului tehnic. Încă destul de recent automatizarea părea să fie o tehnică a viitorului; constatăm acum că a devenit o tehnică a prezentului. Automatizarea joacă rolul celui mai important organizator al producției, permite o conducere mai justă a proceselor de producție și o reducere substanțială a ciclului de producție. Astfel se reduce consumul de energie, scade numeric personalul de deservire, se reduce rebutul și alte pierderi, se îmbunătățește calitatea producției, scade prețul de cost și ceea ce este mai important crește substanțial productivitatea muncii".

„Condiția principală pentru creșterea substanțială a productivității muncii în întreaga economie națională constă într-un progres tehnic continuu, în perfecționarea organizării muncii și tehnologiei de producție în mecanizarea și automatizarea proceselor de producție. În aceasta constă esența de bază a politicii noastre economice și tehnice".

Pentru realizarea unui asemenea program autorul referatului indică și activitatea care trebuie coordonată în acest scop. Prima condiție de îndeplinit este existența unei baze naționale de aparate de automatizare. Citățm din nou:

„Pentru dezvoltarea unei baze materiale și asigurarea sarcinei privitoare la automatizarea proceselor de producție în hotărîrile celui de al XX-lea congres al partidului s-a prevăzut o creștere substanțială a fabricării aparatelor și mijloacelor de automatizare a mașinilor de calculat, lărgirea unei baze de producție pentru dezvoltarea cercetării științifice și de laborator pentru construcția de aparate. Intensificarea lucrărilor de proiectarea și producția mașinilor automate rapide, pentru rezolvarea unor probleme matematice complexe, pentru automatizarea dirijării proceselor de producție".

Existența unei industrii proprii de aparate de automatizare cel puțin pentru aparatele de o întrebuințare curentă — este necesară și la noi. Lipsa unui program de realizări în această direcție constituie credem principalul motiv pentru care progresele automatizării se fac atît de lent la noi și socotim că această problemă trebuie examinată de CSP.

„De asemenea, este necesar să acordăm atenție și următorului fapt: sarcinile pentru proiectarea întreprinderilor, elaborarea noilor procese tehnologice, proiectarea mașinilor complexe și utilaje, se dau fără a ține seama în măsură suficientă de automatizare, ceea ce duce nu numai la îngreunarea aplicării tehnicii celei mai înaintate, dar provoacă pagube și nivelului tehnic al industriei noastre, aflat în continuă dezvoltare".

Această preocupare ca industria noastră, în dezvoltare cu un ritm atît de masiv, să fie construită pe baza celei mai avansate tehnici de automatizare, este o necesitate și în cazul nostru. Trebuie evitat ca instalații noi, care la aceiași producție sînt în altă parte cu o automatizare și control tehnologic centralizat, să nu fie dotate cu ultimele perfecționări tehnice.

Dacă cu privire la construcția aparatelor de centralizare ne referim în special la aparatura electrică și electronică, referatul precizează următoarele:

„Utilizarea sistemelor principial noi ale automaticei cu folosirea mașinilor electronice pentru dirijarea proceselor de producție deschide perspective considerabile pentru automatizare. Mașinile electronice de comandă care primesc impulsuri de la aparatele de control tehnologic vor efectua toate operațiile necesare de calcul și vor putea conduce independent procesul tehnologic la un regim optim, la valori variabile ale diverșilor parametri. Cu ajutorul mașinilor electronice de calcul vor putea fi automatizate complet și numeroase operații de evidență care se efectuează în condiții de producție".

Problema cadrelor este de asemenea examinată în raport. Deşi este binecunoscută amploarea învăţămîntului tehnic de diferite categorii în U.R.S.S. — amploare care a impresionat pe toţi specialiştii străini care au vizitat instituţiile şi uzinele sovietice — cu toate acestea în raport se preconizează o extindere şi mai mare a formării tehnice în domeniul automatizării.

„Este necesar să se revizuiască planurile de studiu al institutelor de învăţămînt superior, şcolilor tehnice de meserii, să se organizeze mai larg pregătirea specialiştilor în domeniul automatizării proceselor de producţie şi dispozitivelor de acţionare electrică precum şi a proiectanţilor şi tehnologilor pentru confecţionarea aparatelor de măsură, mijloacelor de automatizare şi dispozitivelor de calculat".

Această chestiune a formării cadrelor tehnice trebuie examinată cu atenţie şi la noi. Deşi în ultimul an un oarecare progres s-a făcut prin lărgirea programelor din şcoală şi prin înfiinţarea unor cursuri pentru specializarea inginerilor din producţie socotim că nu se acordă totuşi domeniului automaticei suficientă atenţie în programul de învăţămînt superior şi mediu. Un program adecvat pentru formarea de tehnicieni în industrie trebuie de asemenea întocmit şi aplicat.

În ce priveşte cercetările ştiinţifice raportul precizează:

„În automatizarea producţiei industriale un rol mare trebuie să-l aibă ştiinţa... Pentru crearea unor asemenea sisteme de comandă automată este necesar să se folosească toate rectificările în teoria reglării automate, realizări din fizică, tehnica maşinilor de calcul... În ultima vreme au fost creiate o serie de organizaţii şi de cercetări ştiinţifice care elaborează mijloace de automatizare şi sisteme de comandă automată. Acestor institute tehnice să li se acorde o atenţie deosebită fără de care ele nu se pot dezvolta în mod satisfăcător".

În această privinţă trebuie salutată hotărîrea Academiei R.P.R. de a prevedea în planul său de perspectivă înfiinţarea unui institut de automatică şi ca această înfiinţare să fie pregătită chiar de pe acum prin înfiinţarea unei secţii de automatică pe lîngă Institutul de Energetică.

„Comisia de stat a planificării din U.R.S.S. a creiat o subsecţie pentru automatizare şi într-un viitor apropiat va creia un consiliu pentru automatizare. În felul acesta Comisia de stat a planificării din U.R.S.S. va coordona planurile de mecanizare şi automatizare complexă precum şi orientarea tehnică de bază în dezvoltarea mijloacelor şi sistemelor de mecanizare şi automatizare complexă, va urmări îndeplinirea corectă şi la timp a lucrărilor pentru realizarea planurilor de automatizare în republici".

Care sînt perspectivele şi scopurile sociale ale dezvoltării automatizărilor industriale într-un stat cu economie socialistă?

„În U.R.S.S. automatizarea, la fel ca toate succesele tehnico-ştiinţifice moderne, constituie un mijloc pentru creşterea substanţială a productivităţii muncii, creşterea ritmului de dezvoltare a producţiei, crearea unei abundenţe de produse în interesul bunei stări materiale a poporului. Automatizarea îmbunătăţeşte condiţiile de muncă, face ca munca să devină mai perfectă, mai creatoare. Ea permite să se evite folosirea directă a muncii vii, în primul rînd în industriile nocive şi la muncile grele. În condiţiile socialismului, automatizarea duce la creşterea nivelului tehnico-economic al oamenilor muncii, la lichidarea deosebirei dintre munca fizică şi intelectuală... Fiecare om sovietic înţelege că automatizarea şi mecanizarea aduc cu ele reducerea zilei de muncă. La noi unul dintre oamenii noştri nu poate apare ideea că datorită mecanizării şi automatizării el poate rămîne fără lucru. Cu totul alta este situaţia în ţările capitaliste. În condiţii de concurenţă, oamenii de afaceri căutînd să reducă cheltuielile de producţie şi să-şi asigure beneficii suplimentare nu pot să nu recurgă la automatizare. Acolo însă automatizarea înseamnă creşterea treptată a armatei de şomeri.

Oamenii sovietici sînt convinşi că numai socialismul permite să se pună ştiinţa şi tehnica în serviciul omului, să folosească integral şi pînă la capăt considerabilele succese tehnico-ştiinţifice în interesul maselor populare. Datorită automatizării creşte incomensurabil nivelul de dominare al omului asupra naturii.

Automatizarea constituie o armă puternică de progres tehnic şi de dezvoltare a forţelor de producţie ale întregului nostru stat socialist".

Experienţa căpătată în U.R.S.S. cu automatizările deja executate, planurile sale de perspectivă atît în domeniul realizărilor tehnice cît şi în acel al cercetărilor ştiinţifice formează pentru noi o sursă vastă de informaţii şi învăţăminte. În acelaşi sens studierea amănunţită a raportului tov. I. I. KUZMIN este folositoare tuturor care se preocupă de dezvoltarea automatizărilor în ţara noastră.

Declaraţia Federaţiei Mondiale a Oamenilor de Ştiinţă cu privire la armele nucleare

De mai mulţi ani, Federaţia Mondială a Oamenilor de Ştiinţă a atras atenţia asupra primejdiilor care stau în faţa generaţiei noastre şi a generaţiilor viitoare, în urma exploziilor experimentale cu arme nucleare.

Deşi mărimea acestor riscuri nu poate fi, nici chiar astăzi, evaluată cu precizie, totuşi mulţi specialişti competenţi le consideră ca foarte grave.

Faţă de aceste primejdii, Federaţia Mondială a repetat cu stăruinţă că este necesară încheierea unui acord internaţional pentru încetarea exploziilor experimentale, acord a cărui violare clandestină ar putea deveni imposibilă, prin adoptarea unui sistem adecvat de control. O astfel de măsură nu numai că este de importanţă vitală pentru asigurarea sănătăţii a milioane de oameni din lumea întreagă, dar ea ar constitui — de asemenea — prima etapă, atît de necesară, către restabilirea încrederii reciproce între marile puteri.

Este bine stabilit în prezent că, de pildă, un sistem de control relativ modest, care ar dispune de posturi aşezate la distanţe de 8 000 km, ar face aproape sigură detectarea unor explozii experimentale, chiar atît de slabe ca cele corespunzînd la 1 000 tone de T.N.T. *) Un astfel de sistem ar impieta în cea mai mică măsură asupra suveranităţii statelor şi stabilirea sa a şi fost în principiu acceptată de către puterile reprezentate în fosta comisie de dezarmare a Organizaţiei Naţiunilor Unite. Punerea sa în funcţiune ar furniza o experienţă folositoare pentru organizarea unui control mai larg, care ar putea să constituie un element important al unui acord general de dezarmare.

*) trinitrotoluen

Negocierea unui acord internaţional pentru încetarea exploziilor experimentale ar putea preveni marile primejdii ce ameninţă pacea mondială şi care ar decurge din extinderea, fără restricţii, a armelor nucleare la alte ţări, chiar dintre cele mici. Ea ar putea stăvili actuala cursă a înarmărilor — care absoarbe aproape jumătate din mijloacele tehnice şi ştiinţifice ale lumii — şi ar împiedica-o să acapareze o proporţie şi mai mare din tezaurele statelor. Aceasta ar facilita, prin urmare, punerea a numeroase şi importante mijloace în slujba construcţiei paşnice, spre marele folos al tuturor popoarelor.

Este bine cunoscut faptul că încetarea exploziilor experimentale cu arme nucleare a constituit timp de mai mulţi ani, în Subcomitetul pentru dezarmare al Naţiunilor Unite, un important subiect de tratative, fără însă a se ajunge la vreun acord.

Pentru motivele mai sus arătate, Federaţia Mondială a Oamenilor de Ştiinţă salută călduros hotărîrea Guvernului Uniunii Sovietice de a suspenda exploziile nucleare experimentale. Ea cheamă cu insistenţă guvernele interesate să ia măsuri asemănătoare pentru suspendarea exploziilor experimentale şi să stabilească, pe cale de tratative, un sistem eficace de control, care să asigure respectarea acestei măsuri. Acesta ar constitui o primă etapă pe calea unui acord general pentru interzicerea tuturor armelor nucleare şi ar înlătura cursa nebunească a înarmărilor; de asemenea, va contribui într-o măsură importantă la o reglementare militară şi politică generală, acceptabilă pentru toate puterile, ceea ce va duce la o pace stabilă şi trainică.

C. F. POWELL

Membru al Societăţii Regale, Laureat al Premiului Nobel
Preşedinte al Federaţiei Mondiale a Oamenilor de Ştiinţă

O declaraţie a profesorului Frédéric Joliot-Curie

Hotărînd, la 31 Martie 1958, încetarea în mod unilateral a experienţelor nucleare, Guvernul Sovietic a făcut un act de înaltă umanitate şi de o foarte mare importanţă.

Exploziile nucleare, efectuate la suprafaţa sau deasupra scoarţei pămîntului, răspîndesc în atmosferă elemente radioactive, dintre care radiostronţium-ul 90 şi radiocesium-ul au o viaţă de lungă durată şi se fixează în plante, animale şi în corpul omului. Exploziile nucleare succesive creează o acumulare de radioelemente dăunătoare şi fac să atîrne asupra omenirii — chiar în timp de pace — o serioasă ameninţare. Se detectează de pe acum, cu ajutorul aparatelor speciale de mare sensibilitate, unele dintre aceste radioelemente fixate în organismul oamenilor care trăiesc în regiuni chiar foarte îndepărtate de locurile unde au avut loc exploziile. Fireşte, aceşti produşi radioactivi fixaţi în organismul nostru sînt în cantitate foarte redusă, iar dozele de radiaţii pe care le emit sînt încă inferioare celor pe care le tolerăm fără primejdii aparente. Dacă există îndoieli, întemeiate pe anumite argumente ştiinţifice, în ce priveşte absenţa primejdiei din partea acestor doze, în prezent constante, se poate, totuşi, afirma că ele vor deveni în curînd primejdioase, dacă se va continua producerea exploziilor nucleare experimentale.

Se încearcă să se liniştească opinia publică, recurgîndu-se la observaţiile serviciilor de detectare a radioactivităţii atmosferei, al căror rol ar fi acela de a preveni populaţia în cazul în care primejdia ar deveni iminentă.

Produşii dăunători ai unei explozii nucleare nu se distribuie în mod uniform în întreaga atmosferă, ci formează mari dîre, adevăraţi nori invizibili, care se deplasează o dată cu curenţii de aer din jurul pămîntului. Astfel, precipitaţiile radioactive pot fi, local şi deseori foarte departe de locul exploziei, cu mult mai serioase şi mai primejdioase decît lasă să se creadă calculele simpliste. Se poate, de altfel, face o oarecare analogie între funcţionarea acestor servicii de detectare a radioactivităţii atmosferei şi cea a serviciilor meteorologice. Fără să negăm marea utilitate a previziunilor meteorologice, ştim cu toţii că uneori natura dezminte aceste previziuni. Erorile de prevedere privind radioactivitatea vor fi imposibil de evitat; dar, în acest caz, ele vor avea consecinţe foarte grave şi ireparabile.

Hotărîrea sovietică a adus o mare uşurare şi multe speranţe sutelor de milioane de oameni care trăiesc sub această ameninţare de ani de zile şi care sînt îngrijoraţi pentru soarta copiilor lor. Pe drept cuvînt, le apare uşor realizabil ca Statele Unite şi Marea Britanie să ia aceeaşi hotărîre. Exploziile nucleare sînt detectabile de la mare distanţă şi, la nevoie, organizarea unui control nu prezintă dificultăţi serioase.

Unele cercuri se opun unui astfel de act concret, pe care îl califică drept gratuit şi propagandistic şi se străduiesc să creeze confuzie, cerînd în prealabil soluţionarea teoretică a tuturor problemelor privind, în acelaşi timp, experienţele cu arme nucleare, armamentul nuclear şi armamentul clasic. Dacă este adevărat că unele dintre aceste probleme sînt legate între ele şi că trebuie depuse eforturi neîntrerupte pentru găsirea unei soluţii acceptabile tuturor, nu este totuşi mai puţin adevărat că problema privind încetarea experienţelor cu armele nucleare poate fi rezolvată chiar acum, aşa cum o dovedeşte gestul guvernului sovietic.

(continuare în pag. 119)

MIHAI V. POPOV *)

Criterii analitice simplificate pentru stabilitatea sistemelor liniare de reglare automată

CZ 621—53

1. Introducere

Dintre numeroasele criterii de stabilitate existente astăzi, criteriile analitice sînt cele dintîi care au fost imaginate. Predominanţa în aplicaţie aparţine însă în mod evident metodelor grafice, care prezintă — printre altele — avantajul de a permite o tratare aproximativă a problemelor şi neglijarea detaliilor mai puţin esenţiale.

S-ar putea oare conchide că astăzi putem renunţa la metodele analitice în favoarea celor grafice? Concluzia ar fi pripită pentru că teoria nu se poate dezvolta decît pe o bază analitică solidă. Pe de altă parte, metodele analitice sînt capabile de a fi încă simplificate, fapt care permite lărgirea continuă a sferei lor de aplicaţie.

Lucrarea de faţă are scopul de a prezenta o formă remarcabil de simplă a criteriilor analitice de stabilitate. Rezultatele fundamentale au fost obţinute de francezii LIÉNARD şi CHIPART [1] şi de japonezul M. FUJIWARA [2]. Contribuţia autorului constă în elaborarea unui procedeu de calcul care permite scrierea condiţiilor simplificate de stabilitate cu un minim de calcule intermediare [4].

Cadrul restrîns al articolului nu permite o expunere completă a problemelor. Cititorul interesat poate găsi informaţii suplimentare în literatura de specialitate menţionată la sfîrşitul articolului. Demonstraţiile vor fi numai schiţate — parte din ele putînd fi duse cu uşurinţă la capăt de către cititor. În schimb, se va insista asupra procedeului de calcul astfel încît lectura articolului să fie suficientă pentru ca cititorul să poată aplica imediat metodele expuse la probleme concrete.

2. Criteriul lui Liénard şi Chipart

Studiul stabilităţii unui sistem fizic care poate fi descris printr-un sistem de ecuaţii diferenţiale liniare cu coeficienţi constanţi, se reduce la studiul poziţiei rădăcinilor ecuaţiei caracteristice faţă de axa imaginară a planului complex. Ecuaţia caracteristică fiind de forma:

$$f(z) = a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \ldots + a_{n-1} z + a_n \qquad (2.1)$$

diferitele criterii analitice de stabilitate pot fi obţinute pornind de la una din următoarele două matrici, obţinute scriind în zig-zag coeficienţii ecuaţiei studiate:

$$\left\| M \right\| = \left\| \begin{matrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 \ldots \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 \ldots \end{matrix} \right\| \qquad (2.2)$$

$$\left\| M' \right\| = \left\| \begin{matrix} a_0 & a_2 & a_4 & a_6 & a_8 \ldots \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & a_7 \ldots \end{matrix} \right\| \qquad (2.3)$$

Astfel, criteriul lui Hurwitz se obţine alcătuind în prealabil o matrice $\|H_n\|$ cu n linii şi n coloane, obţinută scriind succesiv matricea $\|M\|$ sub ea însăşi, decalînd de fiecare dată matricea cu o coloană spre dreapta şi completînd cu zerouri locurile rămase libere:

$$\|H_n\| = \left\| \begin{matrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 \ldots \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 \ldots \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 \ldots \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 \ldots \\ 0 & 0 & a_1 & a_3 \ldots \\ 0 & 0 & a_0 & a_2 \ldots \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \end{matrix} \right\| \qquad (2.4)$$

Condiţiile necesare şi suficiente de stabilitate ale lui Hurwitz cer, după cum se ştie, ca toţi determinanţii H_k obţinuţi cu primele k linii şi coloane ale matricei $\|H_n\|$ $(k = 1,2, \ldots, n)$, să fie pozitivi.

Calcularea acestor determinanţi reprezintă o operaţie greoaie. Graţie, în special, lucrărilor lui LIÉNARD şi CHIPART există posibilitatea de a reduce în mod considerabil aceste calcule.

Este uşor de observat că în cazul unui sistem stabil, toţi coeficienţii a_i ai ecuaţiei caracteristice sînt pozitivi[1]).

Cu alte cuvinte, inegalităţile $a_0 > 0$, $a_1 > 0$, $a_2 > 0 \ldots a_n > 0$ sînt condiţii necesare de stabilitate. Aceste condiţii nu sînt însă suficiente pentru stabilitatea sistemului studiat. Există în schimb posibilitatea de a înlocui o parte din condiţiile de stabilitate ale lui Hurwitz prin inegalităţi mai simple, de forma $a_i > 0$. Acest fapt a fost realizat de către LIÉNARD şi CHIPART; rezultatele acestora au fost formulate de către F. R. GANTMAHER — care le-a dat totodată şi o nouă demonstraţie [3] — în modul următor: *Teoremă*: condiţiile necesare şi suficiente pentru ca toate rădăcinile polinomului cu coeficienţi reali (2. 1) — în ipoteza $a_0 > 0$ — să aibă părţi

*) Ing. M. V. POPOV este şef de laborator la Institutul de Energetică al Academiei R.P.R.

[1]) Se presupune $a_0 > 0$, ceea ce nu reprezintă o restricţie a generalităţii.

reale negative pot fi exprimate într-unul — oarecare — dintre următoarele patru moduri echivalente:

$$a_n > 0,\quad a_{n-2} > 0,\quad a_{n-4} > 0, \ldots H_1 > 0,\quad H_3 > 0,\quad H_5 > 0 \ldots \text{(I)}$$

$$a_n > 0,\quad a_{n-2} > 0,\quad a_{n-4} > 0, \ldots H_2 > 0,\quad H_4 > 0,\quad H_6 > 0 \ldots \text{(II)}$$

$$a_n > 0,\quad a_{n-1} > 0,\quad a_{n-3} > 0, \ldots H_1 > 0,\quad H_3 > 0\quad H_5 > 0 \ldots \text{(III)}$$

$$a_n > 0,\quad a_{n-1} > 0,\quad a_{n-3} > 0, \ldots H_2 > 0,\quad H_4 > 0,\quad H_6 > 0 \ldots \text{(IV)}$$

Precum se vede, numărul determinanţilor care trebuie calculaţi este de două ori mai mic decît în cazul criteriului lui Hurwitz.

3. Reducerea ordinului determinanţilor la jumătate

O altă resursă pentru simplificarea calculelor rezidă în forma particulară a matricei (2.4). Această matrice aminteşte rezultantul a două polinoame, în forma dată de SYLVESTER.

Se ştie însă că rezultantul a două polinoame poate fi exprimat şi în forma dată de BÉZOUT, cu ajutorul unui determinant avînd ordinul de două ori mai mic decît determinantul lui Sylvester.

Era de presupus, prin urmare, că ordinul tuturor determinanţilor care intervin în criterii poate fi redus la jumătate şi — într-adevăr — LIÉNARD şi CHIPART au reuşit să obţină această simplificare, folosind nişte forme patratice speciale. Pentru obţinerea noilor criterii autorii menţionaţi propun să se efectueze produsul a doi determinanţi. Se poate însă arăta că determinanţii care intervin în noile criterii pot fi scrişi imediat pornind de la matricile $\|M\|$ şi $\|M'\|$ (2,2) şi (2,3) — prin procedeul care va fi descris în cele ce urmează.

Ca şi în cazul determinanţilor H_k ai lui Hurwitz, care se obţineau luînd primele k linii şi k coloane ale matricei $\|H_n\|$ (2.4), determinanţii B_k, care intervin în noile criterii se obţin luînd primele k linii şi k coloane ale unei matrice $\|B_n\|$. Matricea $\|B_n\|$, spre deosebire de matricea $\|H_n\|$, este simetrică şi are un număr mai mic de linii şi coloane, în schimb elementele ei nu mai sînt pur şi simplu coeficienţii ecuaţiei caracteristice ci au expresii mai complexe în funcţie de aceşti coeficienţi.

Scrierea matricei $\|B_n\|$ nu prezintă nici o dificultate dacă se procedează în modul următor:

1) Într-o primă etapă se calculează elementele primei linii a matricei $\|B_n\|$. (Prin faptul că matricea este simetrică se obţin prin aceasta totodată şi elementele primei coloane). Calculul se efectuează pornind de la matricea $\|M\|$ (2.2).

La sfîrşitul primei etape a calculului, aspectul matricei $\|B_n\|$ este următorul:

$$\|M\| = \begin{Vmatrix} \boxed{\begin{matrix} a_1 \\ a_0 \end{matrix}} & a_3 & a_5 & a_7 \ldots \\ & a_2 & a_4 & a_6 \ldots \end{Vmatrix}$$

$$\|B_n\| = \begin{Vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} a_1 & a_5 \\ a_0 & a_4 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} a_1 & a_7 \\ a_0 & a_6 \end{vmatrix} \ldots \\ \begin{vmatrix} a_1 & a_5 \\ a_0 & a_1 \end{vmatrix} \\ \begin{vmatrix} a_1 & a_7 \\ a_0 & a_6 \end{vmatrix} \\ \vdots \end{Vmatrix} \qquad (3.1)$$

Operaţiile necesare pentru a scrie matricea $\|B_n\|$ în forma de mai sus sînt următoarele:

— se scrie matricea $\|M\|$ (2.2), lăsînd mult spaţiu liber între coloane;

— se încadrează prima coloană $\begin{vmatrix} a_1 \\ a_0 \end{vmatrix}$ a acestei matrice, coloană care intervine în toate calculele efectuate în cursul primei etape;

— se scriu elementele primei linii a matricei $\|B_n\|$ sub forma determinanţilor $\begin{vmatrix} a_1 & a_{2i+1} \\ a_0 & a_{2i} \end{vmatrix} = a_1 a_{2i} - a_0 a_{2i+1}$, $i = 1, 2, 3 \ldots$ (se observă că aceşti determinanţi sînt formaţi cu prima coloană şi cu coloana $(i+1)$ a matricei $\|M\|$); elementele calculate se scriu sub coloana $\begin{vmatrix} a_{2i+1} \\ a_{2i} \end{vmatrix}$ a matricei $\|M\|$;

— se completează şi prima coloană a matricei $\|B_n\|$, prin simetrie faţă de diagonala principală a matricei.

2) În a doua etapă se calculează elementele care mai rămîn ale liniei şi coloanei a doua ale matricei $\|B_n\|$. La sfîrşitul acestei etape aspectul matricei $\|B_n\|$ este următorul:

$$\|M\| = \begin{Vmatrix} a_3 & a_5 & a_7 & a_9 \ldots\ldots \\ a_2 & a_4 & a_6 & a_8 \ldots\ldots \end{Vmatrix}$$

$$\|B_n\| = \begin{Vmatrix} \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} a_1 & a_5 \\ a_2 & a_4 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} a_1 & a_7 \\ a_0 & a_6 \end{vmatrix} & \begin{vmatrix} a_1 & a_9 \\ a_0 & a_8 \end{vmatrix} \ldots \\ \begin{vmatrix} a_1 & a_5 \\ a_0 & a_4 \end{vmatrix} \left(\begin{vmatrix} a_3 & a_5 \\ a_2 & a_4 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_1 & a_7 \\ a_0 & a_6 \end{vmatrix} \right) \left(\begin{vmatrix} a_3 & a_7 \\ a_2 & a_6 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_1 & a_9 \\ a_0 & a_8 \end{vmatrix} \right) \left(\begin{vmatrix} a_3 & a_9 \\ a_2 & a_8 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_1 & a_{11} \\ a_0 & a_{10} \end{vmatrix} \right) \ldots \\ \begin{vmatrix} a_1 & a_7 \\ a_0 & a_6 \end{vmatrix} \left(\begin{vmatrix} a_3 & a_7 \\ a_2 & a_6 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} a_1 & a_9 \\ a_0 & a_8 \end{vmatrix} \right) \ldots\ldots\ldots\ldots \end{Vmatrix}$$

Operaţiile necesare sînt următoarele:

— se şterge prima coloană a matricei $\|M\|$ care nu mai intervine în calcule şi se încadrează

a doua coloană $\begin{pmatrix} a_3 \\ a_2 \end{pmatrix}$, care intervine în toate calculele efectuate în etapa a doua ;

— se scriu elementele celei de a doua linii a matricei $\|B_n\|$; aceste elemente sînt sume de doi termeni : primul termen al fiecărei sume este un determinant, de forma $\begin{vmatrix} a_3 & a_{2i+1} \\ a_2 & a_{2i} \end{vmatrix}$, $i = 2,3 \ldots$ calculat ca şi determinantul corespunzător $\begin{vmatrix} a_1 & a_{2i+1} \\ a_0 & a_{2i} \end{vmatrix}$ care a intervenit în etapa întîi a calculului, cu singura diferenţă că în locul coloanei $\begin{pmatrix} a_1 \\ a_0 \end{pmatrix}$ intervine coloana $\begin{pmatrix} a_3 \\ a_2 \end{pmatrix}$; al doilea termen al fiecărei sume este elementul matricei $\|B_n\|$ care este situat — faţă de elementul care trebuie calculat — cu o linie mai sus şi o coloană mai spre dreapta ;

— se scriu elementele coloanei a doua, prin simetrie faţă de diagonala principală a matricei.

3) Etapa a treia şi următoarele nu mai prezintă nici o particularitate faţă de etapa a doua, descrisă mai sus. Pentru calcularea fiecărui element al liniei respective se face suma dintre un determinant de ordinul doi, format cu ajutorul matricei $\|M\|$ şi elementul matricei $\|B_n\|$ (calculat anterior), situat — faţă de elementul care trebuie calculat — cu o linie mai sus şi o coloană mai spre dreapta. Notînd cu b_{ij} elementul matricei $\|B_n\|$ situat pe linia i şi coloana j, cele de mai sus pot fi rezumate în următoarea formulă, valabilă pentru $i \leqslant j$:

$$b_{ij} = \begin{vmatrix} a_{2i-1} & a_{2j+1} \\ a_{2i-2} & a_{2j} \end{vmatrix} + b_{i-1,\, j+1}$$

După efectuarea cîtorva exemple cititorul se va convinge că procedeul descris mai sus, deşi a cerut o expunere relativ lungă, este extrem de simplu în aplicare.

4. Utilizarea determinanţilor B_k în calculele de stabilitate

Între determinanţii B_k, formaţi cu primele k linii şi coloane ale matricei $\|B_n\|$ şi determinanţii H_k, formaţi în acelaşi mod cu ajutorul matricei $\|H_n\|$ există următoarea relaţie :

$$B_k = H_{2k} \tag{4.1}$$

Demonstraţia acestei relaţii poate fi găsită în literatura de specialitate [1], [4]. Cititorul se poate convinge de exactitatea ei înmulţind la stînga determinanţii H_{2k} cu determinantul :

$$C_{2k} = \frac{1}{a_1^k} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \ldots \\ -a_0 a_1 & -a_2 a_3 & -a_4 a_5 & \ldots & & & \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \ldots \\ 0 & 0 & -a_0 & a_1 & -a_2 & a_3 & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \ldots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -a_0 & a_1 & \ldots \\ \multicolumn{7}{c}{\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots} \\ \multicolumn{7}{c}{\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots} \end{vmatrix} \tag{4.2}$$

şi efectuînd simplificările care se impun[2]).

În mod analog, construind o altă matrice $\|B'_n\|$, după acelaşi procedeu descris la pct. 3, dar pornind nu de la matricea $\|M\|$ ci de la matricea $\|M'\|$ (2.3) se obţin următoarele relaţii :

$$B'_k = a_0 H_{2k-1} \tag{4.3}$$

Relaţiile (4.1) şi (4.2) permit să se calculeze orice determinant de tip Hurwitz, H_i, cu ajutorul unor determinanţi avînd ordinul redus la jumătate, B_i. Orice problemă în care intervin determinanţi de tipul H_i se rezolvă mai simplu cu ajutorul determinanţilor B_i. În particular, teorema lui Liénard şi Chipart formulată mai sus (§ 2) se poate exprima în modul următor : *Teoremă* : Condiţiile necesare şi suficiente pentru ca toate rădăcinile polinomului (2.1) — în care coeficienţii a_i sînt reali şi $a_0 > 0$ — să aibă părţi reale negative pot fi exprimate într-unul — oarecare — dintre următoarele patru moduri echivalente :

$$a_n > 0, a_{n-2} > 0, a_{n-4} > 0, \ldots B'_1 > 0, \; B'_2 > 0, \; B'_3 > 0 \ldots \quad \text{(I)}$$

$$a_n > 0, a_{n-2} > 0, a_{n-4} > 0, \ldots B_1 > 0, \; B_2 > 0, \; B_3 > 0 \ldots \quad \text{(II)}$$

$$a_n > 0, a_{n-1} > 0, a_{n-3} > 0, \ldots B'_1 > 0, \; B'_2 > 0, \; B'_3 > 0 \ldots \quad \text{(III)}$$

$$a_n > 0, a_{n-1} > 0, a_{n-3} > 0, \ldots B_1 > 0, B_2 > 0, \; B_3 > 0 \ldots \quad \text{(IV)}$$

Este de remarcat faptul că pentru a aplica teorema de mai sus nu este necesar să se calculeze atît determinanţii B_i cît şi determinanţii B'_i, ci este suficient să se calculeze doar determinanţii B_i (respectiv B'_i).

Pentru exemplificare, se va considera ecuaţia de gradul 7 :

$$E(z) = a_0 z^7 + a_1 z^6 + a_2 z^5 + \ldots + a_6 z + a_7 = 0$$

Matricea $\|B\|$ se scrie imediat aplicînd regulile expuse la pct. 3 :

$$\|M\| = \begin{Vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & a_7 \\ a_0 & a_2 & a_4 & a_6 \end{Vmatrix}$$

$$\|B\| = \begin{Vmatrix} a_1 a_2 - a_0 a_3 & a_1 a_4 - a_0 a_5 & a_1 a_6 - a_0 a_7 \\ a_1 a_4 - a_0 a_5 & \begin{pmatrix} a_3 a_4 - a_2 a_5 + \\ + a_1 a_6 - a_0 a_7 \end{pmatrix} & a_3 a_6 - a_2 a_7 \\ a_1 a_6 - a_0 a_7 & a_3 a_6 - a_2 a_7 & a_5 a_6 - a_4 a_7 \end{Vmatrix}$$

Cu ajutorul matricei $\|B\|$ se pot calcula uşor determinanţii B_i şi aplica teorema lui Liénard şi Chipart în forma (II) sau (IV).

Este de notat faptul că determinanţii B_i sînt avantajoşi nu numai în cazul calculelor analitice, ci şi în cazul calculelor numerice. Pentru ecuaţii de grad cel mult 7 comoditatea efectuării calculelor numerice este comparabilă cu aceea

[2]) Recomandăm efectuarea acestui calcul pentru $k = 2$.

din cazul metodei lui Routh, ale cărei avantaje — în cazul calculelor numerice — sînt bine cunoscute.

BIBLIOGRAFIE

[1] LIÉNARD-CHIPART : *Sur le signe de la partie réele des racines d'une équation algébrique.* Journal de Math. pures et appliquées. fasc. 4 (1914) nr. 10, p. 291—346.

[2] FUJIWARA M. : *Über die algebrischen Gleichungen, deren Wurzeln in einem Kreise oder in einer Halbebene legen* Math. Zeit. 24 (1926) p. 161—169.

[3] GANTMAHER, F. P. : *Teoria matrif.* Gostehizdat, Moscova 1954.

[4] POPOV, V. M. : *Utilizarea bézoutianlei în teoria stabilității* Studii şi cercetări de energetică. (1958) 1.

ANDREI ŢUGULEA *)

Calculul analitic prin aproximaţie al distribuţiei cîmpului magnetic pe axa unei lentile electronice magnetice

CZ 537.533.335

Alături de lentilele electronice electrostatice, lentilele magnetice au căpătat, de asemenea, o largă răspîndire în dispozitivele de optică electronică. Avantajul acestora constă în faptul că în anumite cazuri ele permit obţinerea aceloraşi

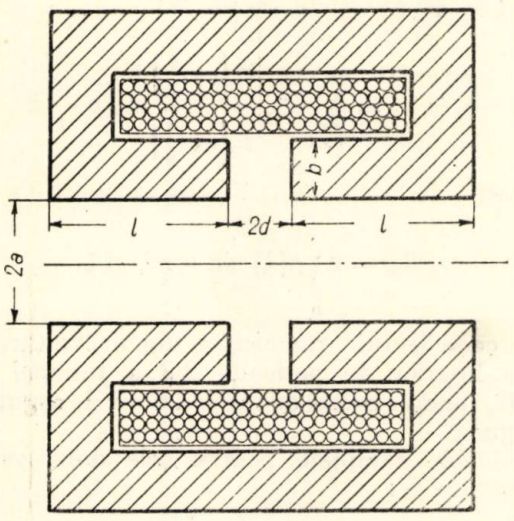


Fig. 1. Lentilă electronică magnetică în manta feromagnetică.

efecte de focalizare ca şi în lentilele electrostatice, fără a recurge la tensiuni mari de alimentare, folosirea cărora necesită precauţii speciale în ce priveşte izolaţia [1].

În ultimul timp se folosesc mai ales lentilele magnetice în manta feromagnetică, în care prin variaţia întrefierului se obţin distribuţiile dorite ale cîmpului magnetic paraxial. Calculul cîmpului pe axa acestor lentile este foarte dificil, mai ales pentru cîmpurile intense, cînd saturaţia mantalei feromagnetice începe să aibă o influenţă importantă; de aceea determinarea acestuia se face, de obicei, prin metode experimentale [1], [2]. Pentru lentilele magnetice nesaturate, de tipul celei din fig. 1, se poate efectua un calcul analitic sau numeric [2], presupunînd că permeabilitatea fierului este infinită şi ţinînd seamă că în afara regiunilor cu densitate de curent de conducţie, cîmpul magnetic derivă dintr-un potenţial magnetostatic, care satisface ecuaţia lui Laplace [2].

Scopul acestei lucrări este de a stabili pe baza unui calcul prin aproximaţie, expresii analitice ale distribuţiei potenţialului şi cîmpului magnetic pe axa lentilei, care să ţină seamă şi de influenţa grosimii b a mantalei de fier în dreptul întrefierului. Pentru ca expresiile să fie obţinute sub formă de serii Fourier, vom considera o succesiune periodică de lentile magnetice de lungime finită (fig. 2) iar pentru simplicitate vom considera că grosimea b este infinită. Această presupunere este firească pentru lentilele la care grosimea b este comparabilă cu lungimea întrefierului $2d$.

Pentru rezolvarea problemei considerăm un cilindru de grosime infinită avînd diametrul $2a$

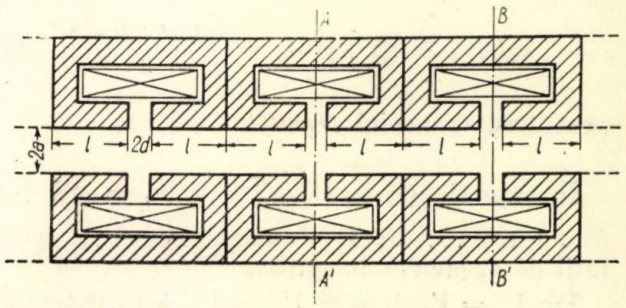


Fig. 2. Succesiune periodică de lentile magnetice de lungime finită.

şi lungimea $2\,l$ situat între două plane paralele aşezate de o parte şi de alta la distanţa d. Vom considera că cilindrul are potenţialul magnetostatic $V_0 = \frac{Ni}{2}$ iar planele au potenţial nul (fig. 3). În virtutea metodei imaginilor [3] soluţia acestei probleme constituie de asemenea soluţia pentru lentila magnetică considerată.

*) Ing. A. ŢUGULEA este conferenţiar suplinitor la catedra de electrotehnică a Institutului Politehnic Bucureşti.

Pentru găsirea unei aproximaţii mai bune ne vom folosi de teorema demonstrată într-o lucrare precedentă [4], [7] care ne permite să stabilim o ecuaţie integrală pentru distribuţia reală a potenţialului pe suprafeţele S_3 şi S'_3 care separă domeniul delimitat de cilindru şi cele două plane paralele, în subdomeniile D_1 şi D_2, pentru care se pot construi soluţiile ecuaţiei lui Laplace.

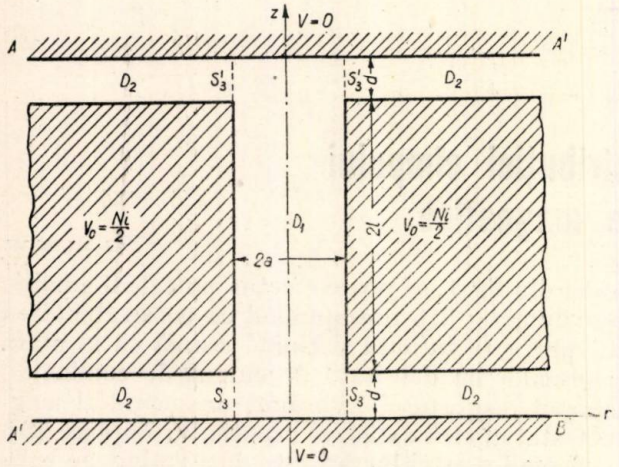


Fig. 3. Cilindru de grosime infinită situat între plane paralele.

Pentru ca rezultatele obţinute să conducă la serii mai convergente, separăm soluţiile corespunzătoare distribuţiei liniare pe S_3 şi S'_3 [4]. Obţinem :

$$V_1(r,z) = \frac{4V_0}{\pi\alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \alpha}{n_i^2} \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \sin n_i \alpha \frac{z}{d}. \quad (1)$$

pentru subdomeniul interior D_1, şi

$$V_2(r, z) = V_0 \frac{z}{d} \text{ şi } V_3 = \frac{V_0 [2(l+d) - z]}{d} \quad (2)$$

pentru subdomeniul D_2.

În expresia (1) $\alpha = \frac{\pi}{2(d+l)}$ şi $n_i = 2k + 1$ $k = 0, 1, 2, \ldots$ iar I_0 — funcţia Bessel de speţa întîi de argument imaginar.

Fie $V' = V_1 + \varphi_1$ şi $V'' = V_2 + \varphi_2$ potenţialele în cele două subdomenii care corespund distribuţiei reale a potenţialului pe frontiera S_3. (În cele ce urmează ne vom ocupa numai de frontiera S_3 rezultatele pentru cealaltă frontieră S'_3, fiind aceleaşi).

Deoarece pe suprafaţa S_3 avem : $V' = V''$, $V_1 = V_2$ şi prin urmare $\varphi_1 = \varphi_2$, rezultă că funcţiunile φ_1 şi φ_2 satisfac relaţiile :

$$\left.\begin{aligned} \varphi_1(a, 0) &= \varphi_2(a, 0) = 0 \\ \varphi_1(a, d) &= \varphi_2(a, d) = 0 \end{aligned}\right\} \text{ pe } S_3 \quad (3)$$

Notînd $\varphi_1(a, z) = \varphi_2(a, z) = f\left(\frac{z}{d}\right) = f(\zeta)$ relaţiile de mai sus se vor transcrie :

$$f(0) = f(1) = 0. \quad (4)$$

Partea din soluţia ecuaţiei lui Laplace pentru subdomeniul D_1, care corespunde distribuţiei $f\left(\frac{z}{d}\right)$ va fi :

$$\varphi_1(r,z) = \sum_{n_i=1}^{\infty_i} A_{n_i} \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \quad (5)$$

în care :

$$A_{n_i} = \frac{4\alpha}{\pi} \int_0^1 f(\zeta) \sin n_i \alpha \zeta \cdot d\zeta \quad (6)$$

este coeficientul armonicei n_i din dezvoltarea în serie Fourier a funcţiei $f(\zeta)$.

Partea din soluţia ecuaţiei lui Laplace pentru subdomeniul D_2 care corespunde distribuţiei $f\left(\frac{z}{d}\right)$ de pe frontiera S_3 va fi :

$$\varphi_2(r, z) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \frac{K_0\left(n\pi \frac{r}{d}\right)}{K_0\left(n\pi \frac{a}{d}\right)} \sin n \frac{\pi}{d} z \quad (7)$$

în care

$$B_n = 2 \int_0^1 f(\zeta) \sin n \pi \zeta . d\zeta \quad (8)$$

este coeficientul armonicei n din dezvoltarea în serie Fourier de perioadă $2d$ a funcţiei $f(\zeta)$ iar K_0 funcţia Bessel de speţa a doua de argument imaginar.

Soluţiile complete pentru cele două subdomenii vor fi :

$$V'(r, z) = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{I_0\left(n_i \alpha \frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \left[\frac{V_0 \sin n_i \alpha}{\alpha n_i^2} + \alpha \int_0^1 f(\zeta) \sin n_i \alpha \zeta . d\zeta \right] \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \quad (9)$$

pentru subdomeniul 1, şi :

$$V''(r, z) = V_0 \frac{z}{d} +$$

$$+ 2 \sum_{n=1}^{\infty} \left[\int_0^1 f(\zeta) \sin n \pi \zeta . d\zeta \right] . \frac{K_0\left(n\pi \frac{r}{d}\right)}{K_0\left(n\pi \frac{a}{d}\right)} \sin n\pi \frac{z}{d} . \quad (10$$

Pentru a obţine ecuaţia integrală pentru $f(\zeta)$ punem condiţia [4]:

$$\left(\frac{\partial V'}{\partial r}\right)_{r=a} = \left(\frac{\partial V''}{\partial r}\right)_{r=a}. \tag{11}$$

Deoarece $\frac{dI_0(x)}{dx} = I_1(x)$, $\frac{dK_0(x)}{dx} = -K_1(x)$ din condiţia (11) se obţine:

$$\frac{4V_0}{\pi d}\sum_{n_i=1}^{\infty_i}\frac{I_1\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}\frac{\sin n_i\alpha}{n_i}\sin n_i\alpha\,\frac{z}{d}+$$

$$+\int_0^1 f(\zeta)\left[\frac{4\alpha^2}{\pi d}\sum_{n_i=1}^{\infty_i} n_i \sin n_i\alpha\zeta\,\frac{I_1\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}\sin\cdot n_i\,\alpha\,\frac{z}{d}+\right.$$

$$\left.+2\sum_{n=1}^{\infty}\frac{K_1\left(n\pi\frac{a}{d}\right)}{K_0\left(n\pi\frac{a}{d}\right)}\cdot\frac{n\pi}{d}\cdot\sin n\pi\zeta\cdot\sin n\pi\,\frac{z}{d}\right]\cdot d\zeta=0 \tag{12}$$

relaţie care se mai scrie:

$$F(z)+\int_0^1 f(\zeta)\,N(z,\zeta)\cdot d\zeta=0 \tag{13}$$

şi constituie ecuaţia integrală căutată.

Pentru aflarea soluţiei folosim metoda GALERKIN [4], [5], [6]. Fie

$$f(\zeta)=\sum_{k=1}^{n} C_k \sin k\pi\zeta \tag{14}$$

care satisface condiţiile $f(0)=f(1)=0$.

Vom considera prima aproximaţie:

$$f(\zeta)=C_1\sin\pi\zeta=C_1 f_1(\zeta). \tag{15}$$

Coeficientul C_1 se determină din relaţia:

$$\int_0^d F(z)f_1\left(\frac{z}{d}\right)dz+C_1\int_0^d dz\int_0^1 f\left(\frac{z}{d}\right)f_1(\zeta)N(z,\zeta)\,d\zeta=0 \tag{16}$$

şi este:

$$C_1=\frac{-\int_0^d f_1\left(\frac{z}{d}\right)F(z)\,dz}{\int_0^d dz\int_0^1 f_1\left(\frac{z}{d}\right)f_1(\zeta)N(z,\zeta)\,d\zeta}. \tag{17}$$

Efectuînd calculele se obţine:

$$C_1=-V_0\frac{\sum_{n_i=1}^{\infty_i}\frac{\pi\sin^2 n_i\alpha}{(\pi^2-n_i^2\alpha^2)n_i}\cdot\frac{I_1\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}}{\sum_{n_i=1}^{\infty_i} n_i\alpha^2\frac{\pi^2\sin^2 n_i\alpha}{(\pi^2-n_i^2\alpha^2)^2}\frac{I_1\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}+\frac{\pi^2}{2}\frac{K_1\left(\pi\frac{a}{d}\right)}{K_0\left(\pi\frac{a}{d}\right)}}=-V_0\,c. \tag{18}$$

Pentru dimensiuni date se pot calcula α şi $\frac{a}{d}$ şi, deci, coeficientul C_1.

Potenţialul $V'(r,z)$ va fi:

$$V'(r,z)=\frac{4V_0}{\pi\alpha}\sum_{n_i=1}^{\infty_i}\left[\frac{1}{n_i^2}-\frac{c\,\pi\,\alpha^2}{(\pi^2-n_i^2\alpha^2)}\right]\frac{I_0\left(n_i\alpha\frac{r}{d}\right)}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}\cdot\sin n_i\alpha\cdot\sin n_i\frac{\alpha z}{d} \tag{19}$$

iar valoarea cîmpului pe axă va fi:

$$H(0,z)=\frac{2Ni}{\pi d}\sum_{n_i=1}^{\infty_i}\left[\frac{1}{n_i}-\frac{c\,n_i\,\alpha^2\,\pi}{(\pi^2-n_i^2\alpha^2)}\right]\frac{\sin n_i\alpha}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}\cos n_i\frac{\alpha z}{d}. \tag{20}$$

Notînd $\frac{Ni}{2d}=H_0$ se obţine din (20):

$$\frac{H(0,z)}{H_0}=\frac{4}{\pi}\sum_{n_i=1}^{\infty_i}\left[\frac{1}{n_i}-\pi\frac{c\,n_i\,\alpha^2}{(\pi^2-n_i^2\alpha^2)}\right]\frac{\sin n_i\alpha}{I_0\left(n_i\alpha\frac{a}{d}\right)}\cdot\cos n_i\frac{\alpha z}{d} \tag{21}$$

Formula obţinută este destul de rapid convergentă datorită prezenţei funcţiei I_0 la numitor, deoarece

$$I_0(x) \underset{x\to\infty}{\to} \frac{e^x}{\sqrt{2\pi x}}.$$

În concluzie pentru fiecare α şi $\frac{a}{d}$ se calculează c din formula (18) şi apoi $\frac{H(0,z)}{H_0}$ din (21).

Experienţa şi calculele prin metoda reţelelor [2] arată că pentru $\frac{1}{3} \leqslant \frac{d}{a} < 1$ creşterea lungimii peste $l = 4d$ iar pentru $\frac{d}{a} \geqslant 1$ creşterea lungimii peste $l = d$ nu mai are nici o influenţă asupra distribuţiei cîmpului în zona întrefierului. Prin urmare pentru efectuarea calculelor de mai sus se recomandă să se ia aceste lungimi, pentru care seriile obţinute sînt încă destul de convergente.

Ca aplicaţie numerică vom calcula cîmpul pe axa unei lentile magnetice cu $\frac{d}{a} = 1$. Vom alege $\frac{l}{d} = 1$ şi, deci $\alpha = \frac{\pi}{4}$.

În aceste condiţii rezultă $c = 0{,}0164$ şi prin urmare corecţia care trebuie adusă distribuţiei liniare este neglijabilă. Neglijînd pe c în expresia (21) obţinem pentru $z = 0$

$$\frac{H(0,0)}{H_0} = \frac{4}{\pi} \sum_{n_i}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \frac{\pi}{4}}{n_i I_0\left(n_i \frac{\pi}{4}\right)} = 0{,}857, \qquad (22)$$

faţă de 0,85 cît dă integrarea numerică prin metoda reţelelor [2]. Diferenţa fiind sub 1% considerăm rezultatul satisfăcător. Considerarea valorii coeficientului c ar fi făcut această diferenţă şi mai mică dar calculele ar fi fost mai laborioase.

Din formula (18) se observă că pentru $\frac{d}{a} \to \infty$ (rază mică faţă de întrefier), valoarea coeficientului c tinde către zero. Pentru $\frac{d}{a} \to 0$ (rază mare faţă de întrefier) valoarea raportului $\frac{l}{d}$ creşte şi $\alpha \to 0$ şi prin urmare c tinde din nou către zero. Pentru valoarea $\frac{d}{a} = 1$ am arătat în aplicaţia numerică de mai sus că valoarea numerică a coeficientului c este de asemenea neglijabilă.

Din această analiză rezultă că distribuţia liniară a potenţialului magnetostatic pe suprafaţa S_3 aproximează foarte bine distribuţia reală a acestui potenţial în cazul lentilei magnetice cu miez magnetic suficient de gros (*b* practic infinit).

În consecinţă, formulele recomandabile pentru calculul distribuţiei potenţialului şi cîmpului pe axa lentilei magnetice considerate sînt (19) şi (20) în care se neglijează corecţia. În acest caz ele devin :

$$V(0,z) = \frac{2Ni}{\pi\alpha} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \alpha}{n_i^2 I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \sin n_i \alpha \frac{z}{d} \qquad (23)$$

$$H(0,z) = \frac{2Ni}{\pi d} \sum_{n_i=1}^{\infty_i} \frac{\sin n_i \alpha}{n_i I_0\left(n_i \alpha \frac{a}{d}\right)} \cos n_i \alpha \frac{z}{d}. \qquad (24)$$

Pentru aplicarea acestor formule raportul $\frac{l}{d}$ se va alege în funcţie de raportul $\frac{d}{a}$ aşa cum s-a specificat mai sus.

Concluzii

Folosindu-se metoda generală de stabilire a distribuţiei potenţialului magnetostatic pe axa lentilei magnetice, s-a demonstrat că această distribuţie se poate aproxima foarte bine, considerînd o distribuţie liniară a potenţialului în întrefierul lentilei. Formulele obţinute sînt mai simple şi mai uşor de aplicat decît cele obţinute considerînd că lentila are lungime infinită.

Utilitatea formulelor obţinute (23) şi (24) este şi mai mare deoarece experienţa arată [1], că distribuţia cîmpului pe axa unor lentile magnetice cu piese polare de configuraţie geometrică mai complicată, diferă puţin de distribuţia în cazul lentilei considerate şi prin urmare, poate fi calculată tot cu aceste formule.

BIBLIOGRAFIE

[1] DURANDEAU, P., FERT, C. : *Lentilles électroniques magnétiques.* Revue d'Optique, 36 (1957) 5, p. 1–16.

[2] GLASER, W. : *Grundlagen der Elektronenoptik.* Springer Verlag, Wien, 1952 (traducere în lb. rusă 1957, p. 322–325).

[3] RĂDULEŢ, R. : *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, vol. I, curs litografiat, Institutul Politehnic Bucureşti, 1954.

[4] ŢUGULEA, A. : *O aproximaţie mai bună a distribuţiei potenţialului şi cîmpului pe axa unei lentile electronice.* Automatica şi electronica, 2(1958)1, p. 23–29

[5] CANTOROVICI, L.V. şi CRÎLOV, V.I. : *Metodele aproximative ale analizei superioare.* Ed. de Stat pentru literatură tehnică ştiinţifică, Moscova-Leningrad, 1950.

[6] MIHLIN, S. G. : *Metodele directe în fizica matematică.* Ed. de Stat pentru literatura tehnico-ştiinţifică, Moscova-Leningrad, 1950.

[7] ŢUGULEA, A : *Calculul prin încadrare al permeanţelor în cîmpuri cu simetrie,* Dsertaţie, Conducător ştiinţific R. Răduleţ, Bucureşti, 1958.

VLAD PAUKER *)

Stabilitatea caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului cu reacţie negativă

CZ 621.375.132.016.35

Factorul de amplificare al unui amplificator nu rămîne constant, variind cu timpul din diferite cauze (modificarea tensiunii de reţea, modificarea valorilor elementelor montajului, modificarea temperaturii etc.). Uneori amplificarea poate varia destul de mult. În unele aplicaţii aceste variaţii nu stînjenesc, în altele ele devin supărătoare, iar uneori (de exemplu, în milivoltmetrele electronice) sînt inadmisibile. Una dintre metodele cele mai folosite pentru stabilirea valorii factorului de amplificare este cea a utilizării reacţiei negative. Este ştiut că stabilitatea amplificării creşte în acest caz de $1 + A\beta$ ori. Lucrurile se prezintă însă astfel numai pentru frecvenţele medii, la care amplificarea pe bucla de reacţie are faza de 180°. Se poate întîmpla ca, la frecvenţele apropiate de capătul benzii de amplificare, stabilitatea datorită reacţiei negative nu numai să nu crească, ci dimpotrivă, să scadă.

Cîteodată, şi mai cu seamă atunci cînd amplificatorul se foloseşte ca amplificator de măsură, stabilitatea caracteristicii de frecvenţă în întreaga bandă are cel puţin aceeaşi importanţă ca stabilitatea amplificării în mijlocul benzii. Într-adevăr, să considerăm un amplificator avînd banda de 1 MHz şi o reacţie de 40 db. În acest caz, este inacceptabil ca, de exemplu, la 500 kHz, amplificarea să varieze doar de două ori mai puţin decît în absenţa reacţiei. Iar faptul că la 5 kHz variaţia amplificării scade de 100 ori faţă de cea fără reacţie nu înseamnă că problema a fost rezolvată. Astfel, dacă urmărim să asigurăm o stabilitate bună a amplificării în toată banda de lucru, reacţia trebuie aplicată într-un mod corespunzător. Pentru a stabili schemele şi gradul de reacţie potrivite, se impune studierea stabilităţii caracteristicii de frecvenţă a amplificatorului cu reacţie negativă.

Problema prezintă două aspecte: studierea stabilităţii caracteristicii de modul şi a celei de fază. Pe cît se pare, în literatura de specialitate a apărut pînă în prezent o singură lucrare care se ocupă de această problemă, cea a lui ŞEVŢOV [1], în care se analizează variaţia cu frecvenţa a modulului amplificării unei scheme particulare (amplificator cu două etaje cu reacţie negativă rezistivă). Problema stabilităţii caracteristicii de fază n-a fost încă abordată în literatura tehnică.

*) Ing. V. PAUKER, candidat în ştiinţe tehnice, este şef de lucrări la catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară a Institutului Politehnic din Bucureşti.

În articolul de faţă vom căuta să lărgim analiza stabilităţii factorului de transfer al amplificatorului cu reacţie, trăgînd unele concluzii practice pentru alegerea schemelor şi, mai ales, a gradului de reacţie.

Notaţii

$A \equiv |A| \underline{\Phi}$ amplificarea fără reacţie

$\beta \equiv |\beta| \underline{\Xi}$ coeficientul de reacţie

$A\beta \equiv |A\beta| \underline{\xi} =$

$= |A\beta| \underline{\Phi + \Xi}$ amplificarea pe bucla de reacţie (incluzînd semnul reacţiei negative)

$A' \equiv |A'| \underline{\varphi}$ amplificarea cu reacţie

Amplificarea cu reacţie este dată de cunoscuta formulă a lui BLACK:

$$|A'| \underline{\varphi} = \frac{|A| \underline{\Phi}}{1 + |A\beta| \underline{\xi}}, \qquad (1)$$

de unde rezultă modulul amplificării cu reacţie

$$|A'| = \frac{|A|}{1 + |A\beta| \underline{\xi}} \qquad (2)$$

şi faza acestei amplificări:

$$\varphi = \Phi - \operatorname{arc\,tg} \frac{|A\beta| \sin(\Phi + \Xi)}{1 + |A\beta| \cos(\Phi + \Xi)}. \qquad (3)$$

Stabilitatea caracteristicii de modul

Observaţii generale. Interesul practic cel mai mare îl prezintă analiza stabilităţii caracteristicii de modul, mai cu seamă la amplificatoarele de măsură, unde stabilitatea caracteristicii de modul poate avea o importanţă mai mare chiar decît forma acestei caracteristici. Din (2) rezultă că modulul amplificării cu reacţie depinde de trei factori: modulul amplificării fără reacţie, modulul coeficientului de reacţie şi faza amplificării pe bucla de reacţie. Stabilitatea modulului amplificării cu reacţie va depinde de stabilitatea acestor trei factori. Deci putem pune:

$$\frac{d|A'|}{|A'|} = \sigma \frac{d|A|}{|A|} + \eta \frac{d|\beta|}{|\beta|} + \psi \, d\xi.$$

Admiţînd pentru calculul factorului σ că $|\beta|$ şi ξ sînt constante (la o anumită frecvenţă) se obţine din (2) :

$$\frac{d|A'|}{|A'|} = \frac{1 + |A\beta| \cos \xi}{|1 + A\beta|^2} \frac{d|A|}{|A|} \qquad (4)$$

Această expresie a fost dată de BLACK [2] încă în 1934. Sub această formă ea este însă practic inutilizabilă pentru studiul variaţiei stabilităţii cu frecvenţa (de altfel, BLACK nici n-a urmărit acest scop). Vom transforma expresia (4), căutînd să o punem sub o formă adecvată analizei pe care ne-o propunem. Ţinînd seama că $1 + A\beta = 1 + |A\beta| \cos \xi + j|A\beta| \sin \xi$, rezultă :

$$\frac{1 + |A\beta| \cos \xi}{|1 + A\beta|^2} = \mathcal{R}e \frac{1}{1 + A\beta} .$$

Pe de altă parte :

$$\frac{1}{1 + A\beta} = \frac{1 + A\beta - A\beta}{1 + A\beta} = 1 - A'\beta.$$

Prin urmare, pentru factorul de stabilitate al modulului amplificării cu reacţie

$$\sigma = \frac{d|A'|}{|A'|} \Big/ \frac{d|A|}{|A|}$$

vom obţine :

$$\sigma = \mathcal{R}e \frac{1}{1 + A\beta} = 1 - \mathcal{R}e\, A'\beta. \qquad (5)$$

Semnul reacţiei negative este inclus în această formulă. Printr-un calcul analog, se obţine admiţînd $d|A| = d\xi = 0$:

$$\frac{d|A'|}{|A'|} = \frac{|A\beta|^2 + |A\beta| \cos \xi}{|1 + A\beta|^2} \frac{d|\beta|}{|\beta|}$$

sau

$$\eta = \frac{d|A'|}{|A'|} \Big/ \frac{d|\beta|}{|\beta|} = - \mathcal{R}e\, A'\beta . \qquad (6)$$

În continuare (considerînd de data aceasta $d|A| = d|\beta| = 0$) :

$$\frac{d|A'|}{|A'|} = \frac{|A\beta| \sin \xi}{|1 + A\beta|^2} d\xi$$

sau

$$\psi = \frac{d|A'|}{|A'|} \Big/ d\xi = - \mathcal{I}m\, A'\beta. \qquad (7)$$

Dintre toate elementele montajului, variaţiile cele mai însemnate le suferă parametrii tubului (care îşi schimbă valoarea datorită modificării tensiunii de alimentare, a „îmbătrînirii" tuburilor, înlocuirii unui exemplar al tubului prin altul etc.).

Avînd în vedere că reţeaua de reacţie obişnuit nu conţine tuburi, putem considera $d|\beta| = 0$. Influenţa variaţiilor parametrilor tubului asupra fazei amplificatorului este de asemenea mică, iar în cazul utilizării pentodelor, cu totul neglijabilă, prin urmare şi $d\xi = 0$. Deci, factorul principal ce exprimă instabilitatea modulului amplificării rămîne σ dat de formula (5). Stabilitatea creşte o dată cu scăderea acestui factor. Să urmărim dependenţa lui de tensiunile în amplificator. Referindu-ne la notaţiile din fig. 1 putem pune :

$$1 + A'\beta = \frac{e + eA'\beta}{e} = \frac{v}{e} = 1 + \frac{u}{e} .$$

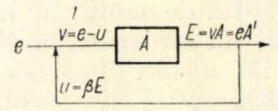


Fig. 1. Schema bloc a unui amplificator cu reacţie negativă.

În fig. 2 este reprezentat un exemplu de hodograf al vectorului u/e. Din expresia de mai sus şi din (5) rezultă că factorul de stabilitate σ este dat de segmentul rp. Din (6) şi (7) rezultă că factorii η şi ψ sînt daţi de segmentele po şi respectiv mp.

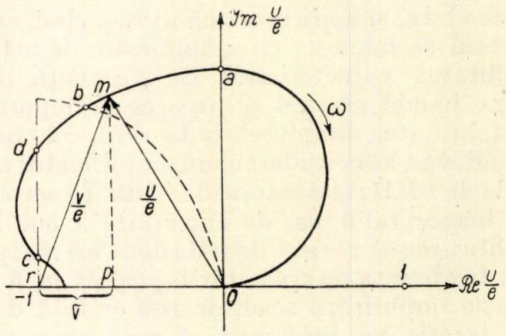


Fig. 2. Dependenţa factorilor de stabilitate a amplificării de tensiunile în amplificator.

Urmărind variaţia factorului σ în funcţie de variaţia tensiunii de reacţie se observă următoarele :

Influenţa reacţiei asupra stabilităţii modulului amplificării încetează ($\sigma = 1$) atunci cînd tensiunea de reacţie este în cuadratură cu cea de intrare (punctul a de pe diagrama din fig. 2). Este de remarcat că reacţia pentru care dispare efectul stabilizării modulului amplificării nu coincide niciodată cu reacţia pentru care dispare efectul modificării amplificării. Cea din urmă reacţie are loc atunci cînd $|v| = |e|$ (punctul b de pe diagramă). În mod obişnuit reacţia este definită ca fiind pozitivă, negativă, sau nulă după cum factorul de amplificare creşte, respectiv scade sau rămîne nemodificat în urma aplicării reacţiei. Din necoincidenţa semnalată rezultă că această definiţie nu poate fi generalizată pentru toate efectele

reacţiei asupra performanţelor unui amplificator.

Pentru unele valori ale reacţiei factorului σ poate să se anuleze (punctele *c* şi *d* de pe hodograf), ceea ce corespunde unei stabilităţi infinite la frecvenţele corespunzătoare. Pentru ca acest fenomen să aibă loc este necesar ca modulul tensiunii de reacţie la aceste frecvenţe să depăşească valoarea sa din mijlocul benzii. La amplificatoare cu reacţie rezistivă acest efect nu poate fi obţinut decît în cazul unei caracteristici neplafonate de frecvenţă. Deci este de aşteptat ca rezultate mai bune din punctul de vedere al stabilităţii caracteristicii de modul să fie oferite de către amplificatoarele cu reacţie complexă.

Analiza unor scheme concrete. După aceste observaţii generale, vom proceda la analiza unor scheme concrete, pentru a trage unele

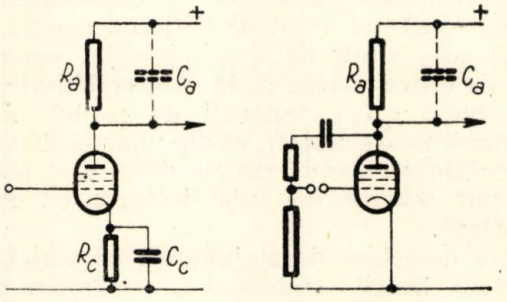


Fig. 3. Amplificatorul cu reacţie : *a* – în catodă ($R_c C_c = R_a C_a$); *b* – în placă-grilă.

rezultate practice ce reies din studiul stabilităţii caracteristicii de modul. Vom începe cu două scheme de amplificator cu un etaj. Considerînd amplificatorul cu reacţie pe catod, cu un element reactiv (fig. 3, *a*) sau cu reacţie rezistivă placă-grilă (fig. 3, *b*), şi admiţînd că în mijlocul benzii $F = 1 + A_0 \beta_0 \gg 1$, se obţine :

$$\beta A' = \beta_0 \frac{A_0'}{1 + jx.} \qquad (8)$$

în care : A_0' este amplificarea cu reacţie în mijlocul benzii ; β_0 – coeficientul de reacţie în mijlocul benzii ; $x. = \frac{\omega R_a C_a}{F}$ reprezintă frecvenţa generalizată (conform cu cele expuse în anexă).

Din (5) şi (8) rezultă pentru factorul de stabilitate :

$$\sigma = 1 - \frac{F-1}{F} \frac{1}{1+y.} \approx \frac{y.}{1+y.} \qquad (9)$$

(aici $y. = x^2$.).

În cazul reacţiei pe catod cu două elemente reactive (fig. 4) propusă de BEREZKIN [3], vom căpăta printr-un calcul analog :

$$\sigma = 1 - \frac{1}{1 + \left[\frac{x.b}{F(1 - y.a)}\right]^2}.$$

Aici parametrii *a* şi *b* au următoarele semnificaţii şi valori (corespunzătoare condiţiei de caracteristică plafonată[1])

$$a = \frac{L_c C_c}{R_a^2 C_a} = \frac{1}{2(F^2-1)}; \qquad b = \frac{R_c C_c}{R_a C_a} = \frac{F}{\sqrt{F^2-1}}$$

obţinem :

$$\sigma = 1 - \frac{1}{1 + \frac{y.}{(1 - 0{,}5y.)^2}}. \qquad (10)$$

În fig. 5 sînt reprezentate graficele corespunzătoare expresiilor (9) şi (10) şi caracteristicile de frecvenţă ale schemelor respective.

Din comparaţia acestor curbe rezultă că, pe cînd schema cu un element reactiv prezintă o stabilitate mulţumitoare a caracteristicii de modul (la capătul benzii de 1 db $\sigma = 0{,}2$), cea cu două elemente reactive are o caracteristică de reactanţă foarte instabilă în a doua jumătate a benzii, ajungînd la capătul ei la $\sigma = 0{,}8$, adică practic dispărînd efectul stabilizator al reacţiei negative. Prin urmare, în utilizările de tipul amplificatoarelor de măsură, folosirea schemei cu două elemente reactive nu este indicată, în pofida importantei lărgiri a benzii, ce rezultă. Trecînd la amplificatoarele cu două etaje, ne vom opri asupra schemei întrebuinţate obişnuit, cu reacţie negativă din placa etajului al doilea în catoda primului. Aici este posibilă

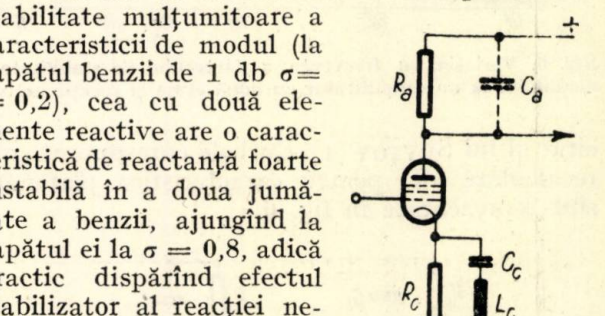


Fig. 4. Amplificatorul cu reacţia în catodă cu două elemente reactive.

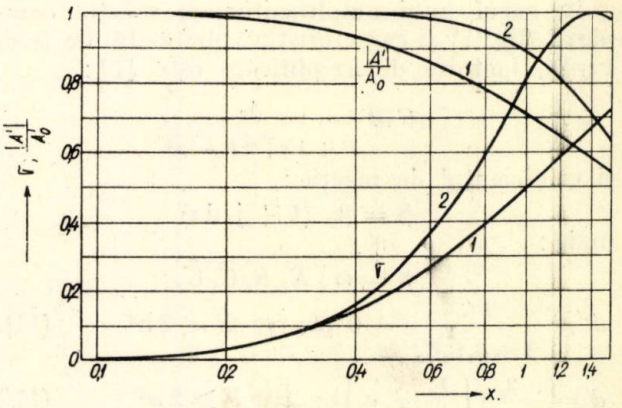


Fig. 5. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a modulului pentru schemele din fig. 3 şi 4.

fie o reacţie activă [4], fie reactivă [5], [6], [7]. În practică, se foloseşte cea din urmă aproape exclusiv.

[1]) Prin caracteristica plafonată înţelegem o caracteristică pentru care modulul la nici o frecvenţă nu depăşeşte valoarea sa din mijlocul benzii.

Analiza în cazul reacţiei active pe baza unui calcul direct a constituit obiectul articolului

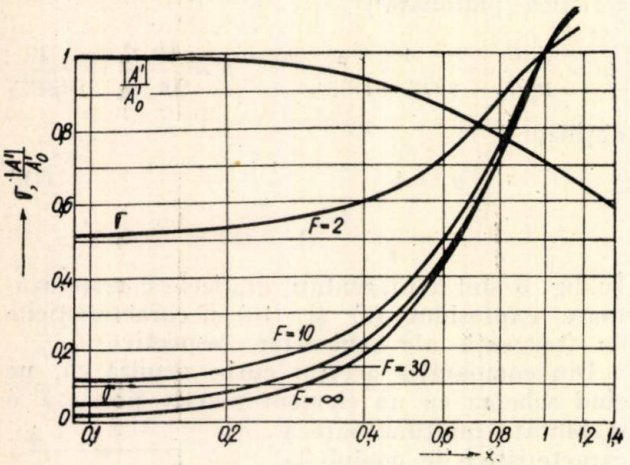


Fig. 6. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a modulului la un amplificator cu două etaje şi reacţie activă.

citat al lui SEVTOV [1]. Curbele corespunzătoare, recalculate aici pentru caracteristica plafonată sînt reprezentate în fig. 6.

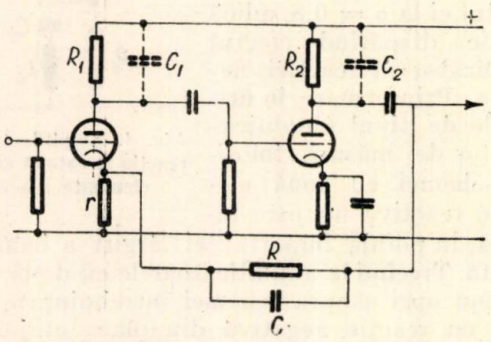


Fig. 7. Schema amplificatorului cu două etaje şi reacţie reactivă.

În cazul unui amplificator cu reacţie complexă (fig. 7) şi caracteristică plafonată de frecvenţă, factorul de amplificare este [7] :

$$A' = \frac{A_0}{F + j\,x\sqrt{2F - x^2}}$$

şi coeficientul de reacţie :

$$\beta = \beta_0\,(1 + j\,dx)$$

unde :

$$x = \omega\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$d = \frac{RC}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = 0 \text{ pentru } F < 2\,a^2 \qquad (11).$$

$$d = \frac{2}{F-1}\left(\frac{F}{2} - a\right) \text{pentru } F \geqslant 2\,a^2 \qquad (11')$$

$$A_0 = \frac{S_1 S_2}{1 + S_1 r} R_1 R_2$$

$$\beta_0 = \frac{\mu_1 + 1}{\mu_1}\,\frac{r}{1 + r}$$

$$a = \frac{1}{2}\,\frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Din aceste expresii se obţine, făcînd înlocuirea $x^2 = y \cdot F$:

$$A'\beta = -\frac{F - 1 + j\sqrt{2y}\cdot(F - a\sqrt{2F})}{F(1 - y. + j\sqrt{2y.})} \text{ pentru } F \geqslant 2\,a^2 \qquad (12)$$

$$A'\,\beta = \frac{F + 1}{F(1 - y\,. + j\sqrt{2y.})} \text{ pentru } F < 2a^2 \qquad (12')$$

şi

$$\sigma = 1 - \frac{F - 1 + y.\,(F + 1 - 2a\sqrt{2F})}{F(1 + y.^2)} \text{ pentru } F \geqslant 2\,a^2 \qquad (13)$$

În fig. 8 este reprezentat factorul σ în funcţie de x. pentru cîteva valori ale reacţiei (s-a admis că constantele de timp ale celor două etaje sînt egale, ceea ce duce la $a=1$. În practică, a se deosebeşte rareori esenţial de unitate).

Din considerarea acestor curbe şi compararea lor cu cele din fig. 6, rezultă următoarele :

amplificatorul cu două etaje cu reacţie complexă are, afară de avantajele lui cunoscute faţă de cel cu reacţie reală şi o stabilitate mult mai bună a caracteristicii de modul. Acesta confirmă teza enunţată, că din punctul de vedere al stabilităţii caracteristicii de modul sînt de preferat scheme de amplificatoare cu reacţie complexă.

spre deosebire de stabilitatea amplificării în mijlocul benzii, stabilitatea caracteristicii de modul a amplificatorului cu reacţie complexă, creşte o dată cu reacţia, ea cunoaşte un maxim care marchează o valoare optimă a factorului de reacţie. Această valoare este de circa 30, valoare pentru care în banda limitată de scăderea modulului amplificării cu 1 db, valoarea maximă a modulului factorului de stabilitate

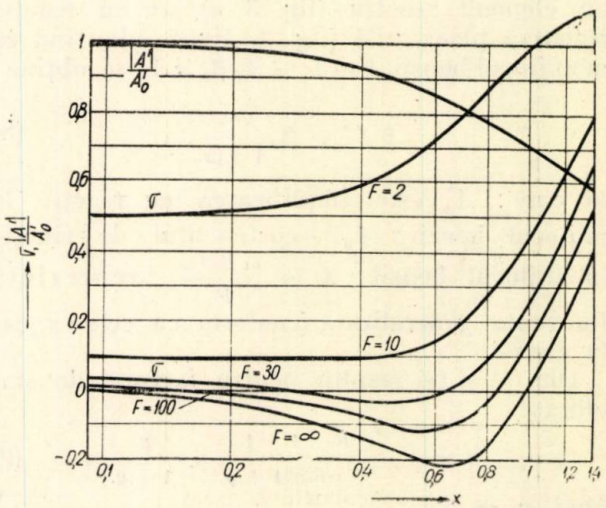


Fig. 8. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a modulului pentru schema din fig. 7.

este de 0,033, pe cînd, de exemplu, pentru $F = 100$, $|\sigma|_{max} = 0{,}12$. Prin urmare, nu este indicată folosirea unui factor de reacţie mai mare de 30, atunci cînd amplificatorul din fig. 7

(sau varianta lui obişnuită, avînd un repetor catodic la ieşire) este folosit ca amplificator de măsură.

Cu ajutorul schemei din fig. 9 s-a efectuat o verificare experimentală a rezultatelor obţinute pentru amplificatorul cu două etaje, avînd reacţie negativă complexă.

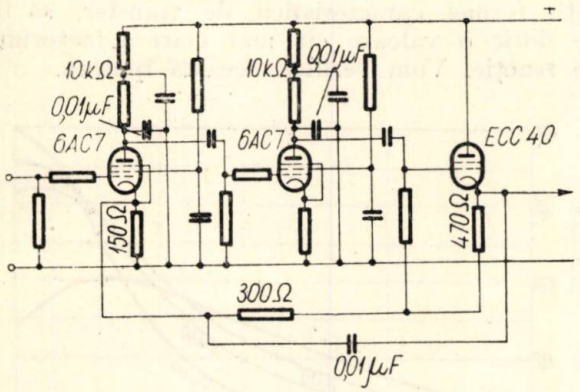


Fig. 9. Schema montajului experimental.

Pentru a asigura un control mai bun al caracteristicii de frecvenţă s-a folosit un model de joasă frecvenţă, obţinut prin simularea capacităţilor parazite prin condensatoare de 10 000 pF

Variind tensiunea de alimentare anodică de la 250 la 220 V, s-a obţinut variaţia de 5% a

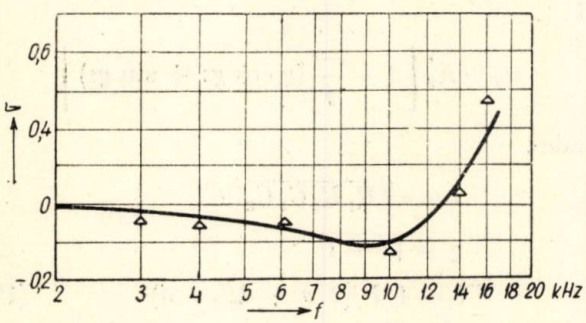


Fig. 10. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a modulului ridicată experimental cu ajutorul schemei din fig. 9.

amplificării fără reacţie. Apoi s-au măsurat variaţiile amplificării funcţiei de frecvenţă cu o reacţie de 100, la aceeaşi modificare a tensiunii de alimentare.

Rezultatele experimentale sînt trecute în fig. 10. Ele verifică cu totul satisfăcător calculele teoretice.

Stabilitatea caracteristicii de fază

Observaţii generale. Stabilitatea caracteristicii de fază a amplificatorului prezintă în sine mai puţin interes, însă are o influenţă mare asupra stabilităţii regimului tranzitoriu în amplificator. De aceea, studiul stabilităţii caracteristicii de fază poate înlocui, în anumită măsură, studiul stabilităţii regimului tranzitoriu, mai cu seamă atunci cînd analiza directă a răspunsului în timp a amplificatorului este dificilă din cauza formei complexe a funcţiei de transfer. Din (3) reiese că faza factorului de amplificare cu reacţie este funcţie de trei parametri : faza amplificării fără reacţie, faza coeficientului de reacţie şi modulul amplificării pe buclă. Deci, stabilitatea fazei amplificării cu reacţie va depinde de stabilitatea acestor trei parametri. Putem pune, prin urmare :

$$d\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial\Phi} d\Phi + \frac{\partial\varphi}{\partial\Xi} d\Xi + \frac{\partial\varphi}{\partial |A\beta| / |A\beta|} \cdot \frac{d|A\beta|}{|A\beta|} \tag{14}$$

Vom admite la început că faza coeficientului de reacţie şi modulul amplificării pe bucla de reacţie nu variază. Vom căpăta atunci din (3) :

$$d\varphi = \frac{1 + |A\beta| \cos\xi}{|1 + A\beta|^2} d\Phi$$

sau ţinînd seamă şi de (5) :

$$\frac{\partial\varphi}{\partial\Phi} = \Re e \frac{1}{1 + A\beta} = 1 - \Re e\, A'\beta = \sigma. \tag{15}$$

Dacă considerăm stabile faza amplificării fără reacţie şi modulul amplificării pe buclă, vom obţine :

$$d\varphi = \frac{|A\beta|^2 + |A\beta| \cos\xi}{|1 + A\beta|^2} d\Xi$$

sau avînd în vedere şi (6) :

$$\frac{\partial\varphi}{\partial\Xi} = -\Re e\, A'\beta = \eta \tag{16}$$

În fine, admiţînd stabile fazele amplificării fără reacţie şi coeficientul de reacţie, se va obţine :

$$d\varphi = \frac{|A\beta| \sin\xi}{|1 + A\beta|^2} \frac{d|A\beta|}{|A\beta|}$$

sau, avînd în vedere şi (7) :

$$\frac{\partial\varphi}{\partial |A\beta| / |A\beta|} = -\Im m\, A'\beta = \psi \tag{17}$$

Dacă admitem, ca mai sus, că variaţiile valorilor elementelor montajului sînt neglijabile în comparaţie cu variaţiile parametrilor tuburilor şi că influenţa acestora din urmă variaţii asupra fazei căii de amplificare poate fi neglijată (pentode), din cele trei formule deduse va rămîne de reţinut mai cu seamă ultima (17). Este de remarcat că, spre deosebire de amplificatorul fără reacţie, la care, în condiţiile enunţate, caracteristica de fază este stabilă ($d\Phi = 0$), aceea a amplificatorului cu reacţie este instabilă, deci din acest punct de vedere, introducerea reacţiei are un efect negativ, care este însă compensat de celelalte avantaje aduse de reacţie.

Analiza unor scheme concrete. Vom aplica formula (17) pentru calculul stabilităţii caracteristicii de fază a cîtorva montaje cunoscute.

Considerînd schema amplificatorului cu reacţie complexă în catodă (fig. 3) pe baza expresiei (8), se obţine :

$$\psi = \frac{F-1}{F}\,\frac{x.}{1+x^2.} \qquad (18)$$

Această expresie este reprezentată grafic în fig. 11. Caracteristica de fază este cu atît mai instabilă cu cît reacţia este mai puternică. Este de aşteptat că aceasta se va traduce prin creş-

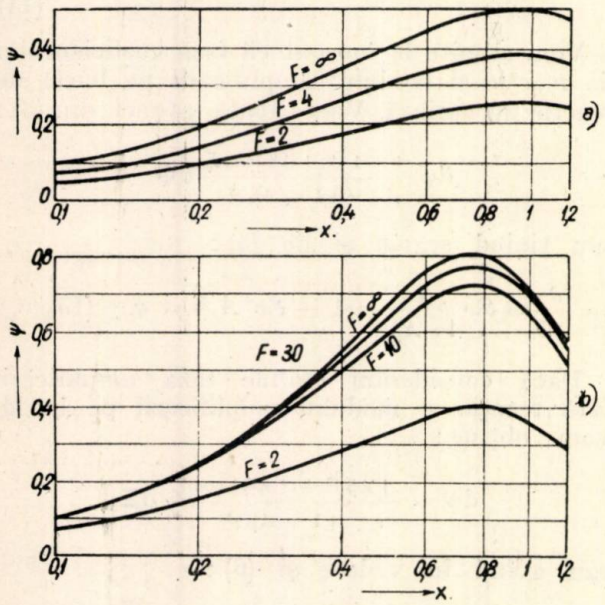


Fig. 11. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a fazei : *a* – pentru schema din fig. 3 ; *b* – pentru schema din fig. 4.

terea instabilităţii formei caracteristicii tranzitorii. Într-adevăr, tensiunea de ieşire corespunzătoare unui salt unitar la intrare este :

$$u_2 = A'_0\left(1 - e^{-\frac{t}{R_a C_a}F}\right)$$

deci, forma tensiunii de ieşire va depinde de F. Pe de altă parte :

$$\frac{\frac{dF}{F}}{\frac{dA_0}{A_0}} = \frac{F-1}{F}$$

adică caracteristica de transfer este cu atît mai instabilă (ca formă) la variaţiile amplificării, fără reacţie, cu cît gradul de reacţie este mai mare.

Trecînd la analiza stabilităţii caracteristicii de fază a amplificatorului cu două etaje cu reacţie complexă (fig. 7), vom obţine din (12) :

$$\psi = \frac{x.\sqrt{2}\,[a\sqrt{2F}-1+x^2.(F-a\sqrt{2F})]}{F(1+x^4.)} \quad \text{pentru } F \geqslant 2a^2$$

$$\psi = \frac{F-1}{F}\,\frac{x.\sqrt{2}}{1+x^2.} \quad \text{pentru } F < 2a^2$$

Variaţia lui ψ cu x, este reprezentată în fig. 12 pentru $a = 1$.

Se observă că, de data aceasta, în bandă stabilitatea caracteristicii de fază este cu atît mai mare, cu cît reacţia este mai puternică (admiţîndu-se în orice caz $F>2$). Deci, acum este de aşteptat ca, din punctul de vedere al stabilităţii formei caracteristicii de transfer, să fie de dorit o valoare cît mai mare a factorului de reacţie. Vom verifica această ipoteză.

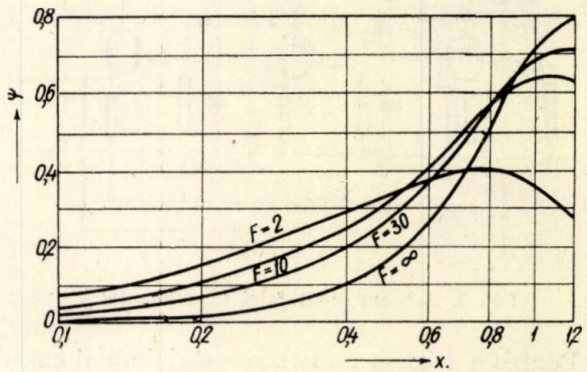


Fig. 12. Variaţia cu frecvenţa a factorului de stabilitate a fazei pentru schema din fig. 7.

Dacă se aplică amplificatorului un salt unitar la intrare, la ieşirea lui va rezulta tensiunea [7] :

$$u_2 = A'_0\left[1 - \frac{e^{-g}}{g}(g\cos gs + \sin gs)\right]$$

unde :

$$s = a\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}\;\; t$$

$$g = \sqrt{l-1}$$

$$l = 4\,F/(2\,a + dF - d)^2 \qquad (19)$$

După cum se observă, forma tensiunii de ieşire depinde exclusiv de factorul g (sau l). Din (19) rezultă :

$$\frac{dl}{l} = 4\,\frac{F-1}{F}\,\frac{1}{1+\frac{dF}{2a-4}}\,\frac{dA_0}{A_0}$$

şi înlocuind valoarea lui d din (11) se obţine :

$$\frac{dl}{l}\,\frac{dA_0}{A_0} = 4\,\frac{\sqrt{Fa^2l}-1}{F}. \qquad (20)$$

Expresia (20) este reprezentată grafic în fig. 13, din care rezultă într-adevăr, că forma tensiunii de ieşire este cu atît mai constantă, cu cît F este mai mare. Un indiciu clar al influenţei reacţiei asupra stabilităţii caracteristicii de fază o poate oferi variaţia derivatei în origină a factorului de stabilitate al fazei $\left.\frac{d\psi}{d\omega}\right|_{\omega=0}$ în funcţie de reacţie. Cu cît această valoare este mai mică

cu atît, evident, caracteristica de fază este mai stabilă. Între altele, avantajul acestei mărimi este acela că ea este mai uşor de calculat decît factorul ψ. În cazul celor două exemple considerate, expresiile corespunzătoare sînt:

pentru schema cu reacţie la catodă (cu unu şi două elemente reactive):

$$\left.\frac{d\psi}{d\omega}\right|_{\omega=0} = \frac{F-1}{F} \qquad \text{(curba 1 din fig. 14)}$$

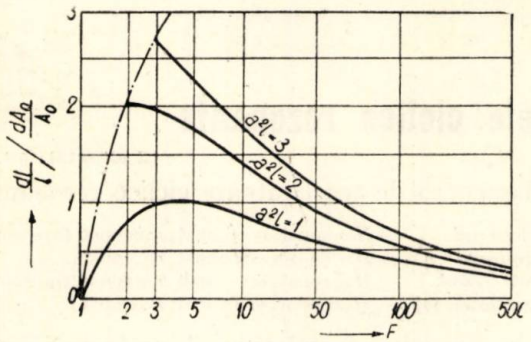


Fig. 13. Variaţia cu gradul de reacţie a stabilităţii formei caracteristicii tranzitorii a schemei din fig. 7.

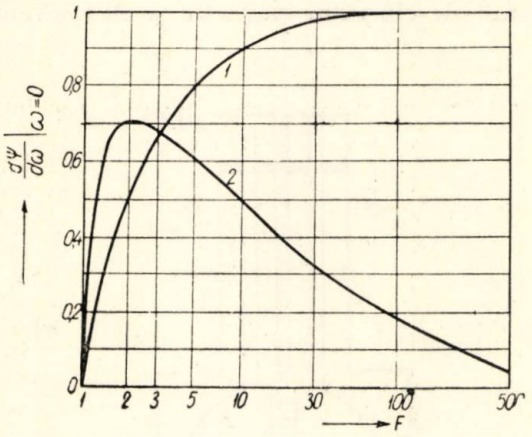


Fig. 14. Variaţia cu gradul de reacţie a parametrului $\left.\frac{d\psi}{d\omega}\right|_{\omega=0}$ pentru schemele din fig. 3 şi 4 (curba 1) şi fig. 7 (curba 2).

pentru amplificatorul cu două etaje:

$$\left.\frac{d\psi}{d\omega}\right|_{\omega=0} = \sqrt{2}\,\frac{F-1}{F} \qquad \text{pentru } F < 2a^2$$

$$\left.\frac{d\psi}{d\omega}\right|_{\omega=0} = \sqrt{2}\,\frac{a\sqrt{2F}-1}{F} \qquad \text{pentru } F \geqslant 2a^2$$

(curba 2 din fig. 14).

Concluzii

Pe baza analizei comparative a stabilităţii caracteristicii de modul a diferitelor scheme de amplificatoare se pot alege schemele mai convenabile din acest punct de vedere. Ca indicaţie generală, sînt de preferat schemele cu reacţie complexă.

De asemenea, poate fi stabilit gradul de reacţie optim. În cazul amplificatoarelor cu reacţie complexă, gradul optim de reacţie din punctul de vedere al stabilităţii este de multe ori diferit de infinit.

Analiza stabilităţii caracteristicii de fază duce la concluzii în ce priveşte schemele convenabile în cazul cînd se urmăreşte o stabilitate mare a formei caracteristicii de transfer.

Este de remarcat că, atunci cînd stabilitatea formei tensiunii de ieşire nu joacă prea mare rol, gradul de reacţie poate fi ales mare, pentru a asigura stabilitatea amplificării mărimii impulsului.

ANEXA

Studiul în funcţie de timp sau frecvenţă a fenomenelor care au loc în amplificatoarele cu reacţie este îngreuiat prin aceea că variaţia factorului de reacţie duce la variaţia scării de timp, din care cauză compararea şi interpretarea rezultatelor se face anevoios.

Această dificultate s-ar putea evita, dacă aprecierea performanţelor amplificatorului s-ar efectua la aceeaşi valoare a amplificării, indiferent de gradul de reacţie. Pentru aceasta vom readuce amplificarea amplificatorului cu reacţie la valoarea ei fără reacţie.

În acest scop, simultan cu aplicarea reacţiei de factor F, vom mări amplificarea căii de amplificare de F ori ($A_\cdot = FA$), amplificarea cu reacţie rămînînd, în felul acesta, constantă. Modificarea necesară a cîştigului căii de amplificare se realizează prin modificarea corespunzătoare a valorilor rezistenţelor de sarcină anodică:

$$A_\cdot = \prod_{i=1}^{n} S_i R_{i\cdot},$$

în care: S_i este panta dinamică a tubului din etajul i; $R_{i\cdot}$ — rezistenţa anodică a acestui etaj (punctul arată că este vorba de noua valoare, rezultată după modificarea propusă a amplificării); n — numărul de etaje.

Rezultă că, pentru păstrarea constantă a amplificării cu reacţie, este necesar ca:

$$\prod_{i=1}^{n} R_{i\cdot} = F \prod_{i=1}^{n} R_i.$$

În analiza performanţelor în timp a amplificatoarelor, se foloseşte, obişnuit, o constantă de timp de normare, la care se raportează variabila. Alegerea acestei constante este arbitrară. De obicei, se utilizează o constantă caracteristică montajului studiat (de exemplu media geometrică a constantelor de timp a circuitelor anodice ale etajelor):

$$\tau = \left(\prod_{i=1}^{n} R_i . C_i\right)^{1/n}$$

(aici C_i reprezintă capacitatea parazită a etajului i).

În urma modificării sarcinilor anodice, se modifică şi constanta de timp de normare, devenind:

$$\tau_\cdot = \left(\prod_{i=1}^{n} R_{i\cdot} . C_i\right)^{1/n} = \tau F^{1/n}.$$

Prin urmare, pentru a atinge scopul propus iniţial este suficientă înlocuirea în expresiile care ne interesează a constantei τ prin $\tau_\cdot$, conform cu formula de mai sus. Dacă, cum este cazul în articolul de faţă, analiza se efectuează în funcţie de frecvenţă, vom înlocui pulsaţia normată:

$$x = \omega\tau = F^{1/n} x_\cdot$$

BIBLIOGRAFIE

[1] SEVTOV, G. A.: *Stabilnosti ceastotnoi haracteristichi dvuhcascadnogo usilitelea s activnoi obratnoi sviaziu.* Voprosi avt. izm. tehn. Kiev, 1954.
[2] BLACK, N. S.: *Stabilized feedbacka mplifiers* Bell Syst, Tcchn. J. 7 (1934) 7.
[3] BERESKIN, A. B.: *Cathod compensated video amplification.* Electronics, iunie-iulie 1949.
[4] EVEREST, A. and JOHNSTON, H.: *The application of feedback to W—B output amplifiers.* Proc. Inst. Radio Engrs. 28 (1940) 2.
[5] BROCKELSBY, C. F.: *Negativ feedback amplifiers. Conditional for maximal flatness.* Wireless Eng. 27 (1949) 2.
[6] ELMOR, W., and SANDS, M.: *Electronics,* Mc. Graw Hill Co. New York, 1949.
[7] PAUKER, VL.: *Calculul unui amplificator de impulsuri cu reacţia negativă.* Electrotehnica, 4 (1956)3.

ION TEODORESCU *)

Instalaţii de radiofrecvenţă la acceleratoarele ciclice rezonante

CZ 621.384.61: 621.373

În prezent există o mare varietate de acceleratoare de particule, construcţia cărora diferă după principiul de accelerare folosit, natura particulelor accelerate şi energia finală la care acestea sînt accelerate [1], [2] [3].

Acceleratoarele ciclice folosesc un sistem de electrozi de accelerare şi un cîmp magnetic care curbează traiectoria particulelor astfel, încît acestea să fie accelerate trecînd de mai multe ori prin aceeaşi electrozi. Conform teoremei lui Larmor viteza unghiulară a mişcării particulelor este

$$\omega_0 = \frac{zeH}{m} \qquad (1)$$

iar raza de curbură a orbitei:

$$r = \frac{mv}{zeH}. \qquad (2)$$

Se observă că, dacă masa particulei rămîne constantă în timpul acelerării, viteza unghiulară nu depinde decît de valoarea cîmpului. Raza de curbură este proporţională cu viteza liniară şi invers proporţională cu intensitatea cîmpului magnetic.

Dacă viteza particulei creşte mult trebuie să se ţină seamă şi de creşterea masei

$$\frac{m^2}{m_0^2} = \frac{1}{1-\frac{v^2}{c^2}} = \frac{W^2}{W_0^2} \qquad (3)$$

în care W_0 este energia de repaus a particulei (0,512 MeV pentru electroni şi 938 MeV pentru protoni), W — energia totală $W = W_K + W_0$, iar W_K — energia cinetică obţinută prin accelerare.

În funcţie de mărimile care sînt menţinute constante, se realizează în prezent patru tipuri fundamentale de acceleratoare ciclice rezonante:

1. *Ciclotronul* — H=const, ω=const, $r \neq$const (m=const)
2. *Fazotronul* — H=const, $\omega \neq$const, $r \neq$const
3. *Sincrotronul* — $H \neq$const, ω=const, r=const ($m \neq$const)
4. *Sincrofazotronul* — $H \neq$const, $\omega \neq$const, r=const

Vom examina instalaţiile electronice de producere a tensiunii acceleratoare de înaltă frecvenţă şi dispozitivele pentru obţinerea variaţiilor necesare ale cîmpului magnetic şi ale frecvenţei.

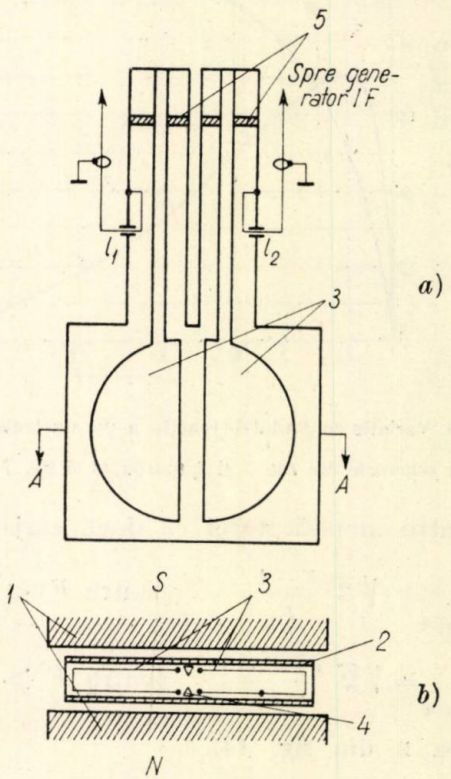


Fig.1. Circuitul rezonant al ciclotronului: *a* — vedere schematică de ansamblu; *b* — secţiune *A—A*; *1*—polii magnetului; *2*—camera de accelerare; *3* — duanţii; *4*—sursa de ioni; *5*—pistoane de scurtcircuit; l_1, l_2 — liniile rezonante, cu bucle de cuplaj.

Ciclotronul [4]. Electrozii de accelerare (duanţi) au forma unor cavităţi semicilindrice, aşezate faţă în faţă, avînd raza egală cu raza traiectoriei finale a particulelor (fig. 1).

*) Ing. I. TEODORESCU este şef de secţie adjunct la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R. şi şef de lucrări la Institutul Politehnic Bucureşti.

Tensiunea de înaltă frecvenţă între duanţi este de 100 la 200 kV. Cu cît această tensiune este mai mare, numărul de ture, deci lungimea totală a traiectoriei particulelor, este mai mic şi pierderea de particule pe pereţii camerei va fi de asemenea mai mică. Deci, este de dorit o tensiune de accelerare cît mai mare. Pentru ridicarea tensiunii se foloseşte un sistem rezonant format din capacităţile duanţilor şi inductanţa echivalentă a celor două linii în scurtcircuit l_1 şi l_2.

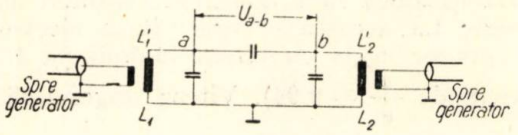


Fig. 2. Schema echivalentă a circuitului rezonant al ciclotronului:

L_1, L_2 – inductanţele echivalente ale liniilor; L'_1, L'_2 – inductanţele buclelor de cuplaj; c_1, c_2 – capacităţile dintre fiecare duant şi masă; c' – capacitatea dintre cei doi duanţi.

Impedanţa unei asemenea linii, dacă se neglijează pierderile, este

$$z = jz_0 \operatorname{tg} \beta l \qquad (4)$$

care dă pentru $l < \frac{\lambda}{4}$ o inductanţă. Prin deplasarea pistoanelor de scurtcircuit, se poate acorda sistemul într-o bandă largă de frecvenţe. Schema echivalentă a acestui circuit este arătată în fig. 2.

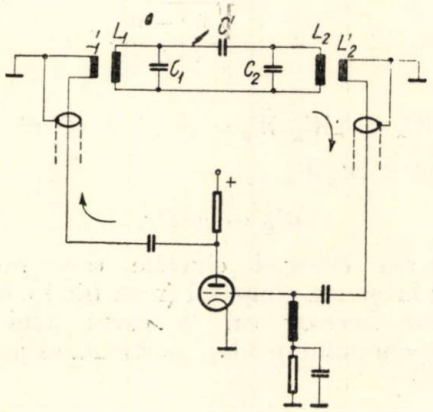


Fig. 3. Schema oscilatorului de putere. Săgeţile arată sensul de transport al energiei.

Ansamblul celor două circuite cuplate prezintă două frecvenţe de rezonanţă. De obicei, $L_1 = L_2 = L$ şi $C_1 = C_2 = C$; cele două frecvenţe sînt în acest caz:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi}[L(C + 2C')]^{-\frac{1}{2}} \qquad (5)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi}[LC]^{-\frac{1}{2}}. \qquad (6)$$

În primul caz tensiunile punctelor a şi b faţă de pămînt (fig. 3) sînt în opoziţie de fază, iar în al doilea caz — în fază. Se alege ca frecvenţă de lucru f_1, care oferă tensiune maximă între a şi b. La frecvenţa f_2, $U_{ab} = 0$.

Puterea necesară este determinată de tensiunea cerută şi de factorul de calitate al circuitelor

$$P = P_1 + P_2 = \frac{U_{ab}^2 (C + 2C')\,\omega}{4Q}. \qquad (7)$$

Pentru o tensiune între duanţi de 200 kV este necesară o putere de peste 1 000 kW la un factor de calitate de 300. Din această cauză se aleg linii coaxiale, în vid, cu care se poate obţine un factor de calitate pînă la ordinul 5 000.

Generatorul de înaltă frecvenţă este constituit din unul sau mai multe etaje de amplificare, avînd o putere finală de 50—150 kW, pe frecvenţe ce variază între 5 şi 20 MHz, pentru a putea accelera protoni, deuteroni şi particule α, într-o gamă largă de energii, plafonată de energia maximă a ciclotronului (10—15 MeV pentru protoni). Sistemul poate lucra ca autooscilator, frecvenţa de lucru fiind determinată de circuitul duanţilor, care are puterea de fixare cea mai mare (fig. 4) [4].

Această schemă foloseşte unul din cuplaje ($L'_1 - L_1$) pentru transmiterea puterii în circuitul duanţilor, iar al doilea cuplaj ($L_2 - L'_2$) pentru reacţie; săgeţile reprezintă sensul de circulaţie al energiei.

O altă schemă utilizată este aceea a generatorului cu excitaţie independentă din fig. 4. În poziţia a sistemul lucrează cu autoexcitaţie, iar în poziţia b cu excitaţie independentă, de la

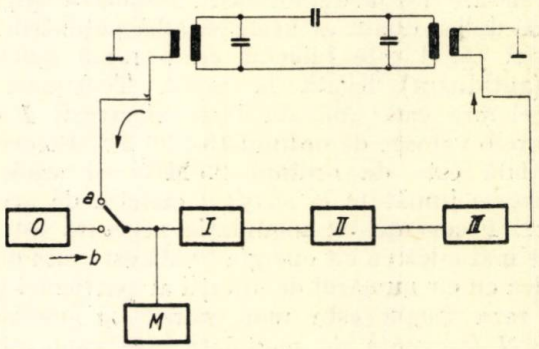


Fig. 4. Generator de înaltă frecvenţă cu excitaţie independentă:

o – oscilator pilot; I, II, III – etaje de amplificare de înaltă frecvenţă; M – generator de impulsuri pentru manipulare.

un oscilator de mare stabilitate. În acest caz, se poate lucra în regim de impulsuri, efectuînd o manipulare a etajului I de la generatorul de impulsuri M.

Fazotronul [5] sau sincrociclotronul foloseşte un sistem de accelerare asemănător cu al ciclotronului, cu singura deosebire că frecvenţa este de data aceasta variabilă în timpul procesului de accelerare, din cauza creşterii relativiste a masei particulelor. La începutul accelerării, pe primele orbite, regimul de accelerare este identic cu cel al ciclotronului, iar pe măsura depărtării particulelor de centru, viteza lor unghiulară se

micşorează conform relaţiilor (1) şi (3). Este deci necesară o reducere corespunzătoare a frecvenţei tensiunii acceleratoare

$$\omega = \omega_0 \frac{1}{1+\frac{W_K}{W_0}}. \qquad (8)$$

Legea de variaţie a frecvenţei în funcţie de timp nu este critică, datorită fenomenului de autofazare a particulelor relativiste, enunţat de VEKSLER (1944) şi de MC MILLAN (1945). Teo-

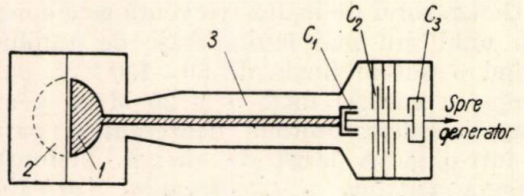


Fig. 5. Circuitul rezonant al fazotronului:
1 – duant; *2* – antiduant; *3* – linia rezonantă; c_1, c_2, c_3 – condensatoare ce constituie variatorul de frecvenţă.

retic, fazotronul poate accelera particule pînă la energii nelimitate, dacă se realizează camera de accelerare cu diametrul necesar. Limitele energiilor obţinute sînt impuse de considerente economice, determinate de creşterea considerabilă a greutăţii magnetului[1]) [6], [7].

Variaţia frecvenţei se realizează cu ajutorul unui condensator rotativ, aşezat la capătul liniei rezonante în locul scurtcircuitului. Sistemul de accelerare este de data aceasta nesimetric (fig. 5). Al doilea duant ar urma să aibă potenţial nul, astfel că el este înlocuit cu o ramă metalică *2* (antiduant) legată la masă. Tensiunea de accelerare este aplicată între electrozii *1* şi *2* şi are o valoare de ordinul 15—20 kV. Frecvenţa iniţială este de ordinul 25 MHz şi scade la aproape jumătate la sfîrşitul ciclului de accelerare. Frecvenţa de modulaţie necesară este cu atît mai mică cu cît energia finală este mai mare, adică cu cît numărul de rotaţii al particulei pînă la raza finală este mai mare. La fazotronul IUCN frecvenţa de modulaţie are valoarea de 100 Hz.

Generatorul trebuie să lucreze neapărat în regim de autooscilaţie şi este realizat cu un singur etaj oscilator de putere, după o schemă în trei puncte.

O problemă deosebit de importantă este menţinerea constantă a tensiunii de înaltă frecvenţă pe duant. Pentru aceasta, condensatorul variabil (variatorul de frecvenţă) are o construcţie mai complicată, fiind constituit din trei capacităţi C_1, C_2, C_3 (fig. 5 şi 6) dintre care C_2 şi C_3 îşi schimbă valoarea prin rotirea părţii mobile cu ajutorul unui motor. În acest fel se variază simultan atît componenta reactivă a impedanţei z_1, cît şi cuplajul dintre generator şi duant.

Sincrotronul este folosit exclusiv pentru accelerarea electronilor, deci procesul de accelerare se raportează de la început la particule relativiste. Raza traiectoriei este menţinută constantă prin creşterea cîmpului magnetic în timpul ciclului de accelerare. Electronii sînt acceleraţi pînă la o energie de 2—4 MeV în regim de betatron, adică fără aplicarea tensiunii acceleratoare. La această energie viteza electronilor este practic egală cu viteza luminii (la 1 MeV corespunde $\frac{v}{c} = 0{,}94$). Viteza unghiulară este de asemenea constantă

$$\omega = \frac{v}{r} \approx \frac{c}{r}. \qquad (9)$$

Prin urmare, frecvenţa tensiunii de accelerare ce se aplică la sfîrşitul perioadei de funcţionare în regim de betatron, rezultă din (9)

$$f_s = \frac{c}{2\pi r} = \frac{47{,}8}{r_m} \ldots \text{MHz} \qquad (10)$$

şi rămîne constantă pînă la sfîrşitul ciclului de accelerare.

Ţinînd seama de (1) şi (3) relaţia (2) se poate scrie:

$$r = \frac{\sqrt{W^2 - W_0^2}}{czeH} \qquad (11)$$

sau

$$W_K^2 - 2W_K W_0 = c^2 z^2 e^2 H^2 r^2 \qquad (12)$$

neglijînd $2 W_K W_0$,

$$W_K = czeHr. \qquad (13)$$

Creşterea energiei cinetice este proporţională cu creşterea cîmpului (raza fiind constantă) deci este necesar ca, în cazul unei variaţii liniare a cîmpului în timp, particula să primească

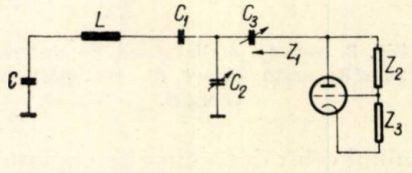


Fig. 6. Schema echivalentă a oscilatorului şi a circuitului rezonant ale fazotronului:
c – capacitatea dintre duant şi masă; L – inductanţa echivalentă a liniei z_1, z_2, z_3 – impedanţe ce alcătuiesc circuitul oscilatorului în trei puncte.

la fiecare turaţie o cantitate constantă de energie. În consecinţă tensiunea acceleratoare trebuie să fie constantă în tot timpul ciclului de accelerare.

Problema instalaţiei de înaltă frecvenţă devine simplă. Pentru un sincrotron de 1 m diametru, lucrînd cu o valoare maximă a cîmpului de 10 kG

[1]) Fazotronul Institutului Unificat de Cercetări Nucleare de la Dubna produce particule cu energie de 680 MeV avînd un diametru al polilor magnetului de 6 m. Greutatea electromagnetului este de 7 000 t.

şi o frecvenţă de repetire a ciclului de accelerare de 60 Hz, rezultă o frecvenţă de accelerare de circa 50 MHz şi o tensiune de accelerare de 2—3 kV. Electrozii de accelerare se execută în forma unei cavităţi rezonatoare, avînd o fantă la care apare tensiunea utilă. Accelerarea se produce, deci, o singură dată la fiecare turaţie. Puterile necesare sînt pînă la maximum 10 kW.

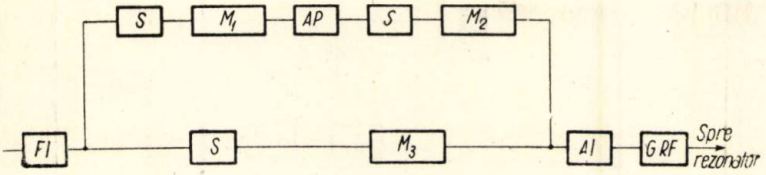


Fig. 7. Instalaţia de radiofrecvenţă a sincrotronului:
FI — dispozitiv de formare a impulsurilor; *S* — separatoare; M_1 — sistem de întîrziere pentru frontul anterior al impulsului de RF; M_2 — formarea frontului anterior; M_3 — întîrzierea şi formarea frontului posterior al impulsului de RF; *AP* — alegerea polarităţii impulsului; *AI* — amplificator de impulsuri; *GRF* — generatorul de radiofrecvenţă.

Generatorul de înaltă frecvenţă trebuie pornit în momentul trecerii de la regimul de betatron la regimul de sincrotron şi trebuie oprit cînd particulele au căpătat energia maximă dorită, ceea ce marchează sfîrşitul ciclului de accelerare. Schema bloc a generatorului şi a circuitelor de comandă este arătată în fig. 7.

Atît frontul anterior, cît şi frontul posterior al impulsului de radiofrecvenţă trebuie să apară în momente de timp perfect definite, în raport cu variaţia cîmpului magnetic. Referinţa de timp se capătă cu ajutorul unui traductor magnetic, care indică momentul trecerii prin zero, (în sensul creşterii) al cîmpului.

Avantajul cel mai important al acestui tip de accelerator este acela că, raza tuturor orbitelor fiind aceeaşi, nu este necesară prezenţa cîmpului magnetic pe o suprafaţă mare, circulară, ci numai de-a lungul traiectoriei stabile, ceea ce reduce considerabil greutatea fierului folosit în instalaţie.

Sincrofazotronul [7] mai este denumit şi sincrotron de protoni, deoarece accelerează protoni, pe orbite de rază constantă, ca şi sincrotronul. Deosebirea constă în aceea că, viteza protonilor fiind sensibil mai mică decît viteza luminii, chiar la energii apreciabile, este nevoie de variaţia simultană a cîmpului şi a frecvenţei în cursul procesului de accelerare. Cîmpul are, de obicei, o variaţie liniară în timp.

La începutul ciclului de accelerare, frecvenţa are o variaţie rapidă, iar spre sfîrşit, creşte mai încet tinzînd spre valoarea dată de relaţia (10) (fig. 8). Raportul dintre f — frecvenţa maximă şi cea minimă este aproape 10.

Electrodul de accelerare este un tub de lungime mai mică decît jumătatea perimetrului orbitei, mărginit de două inele legate la pămînt (fig. 9) [8].

La trecerea prin spaţiul A particula este accelerată de tensiunea dintre electrodul de accelerare şi pămînt, în momentul respectiv

$$u_A = U \sin (\omega t + \varphi)$$

iar la trecerea prin spaţiul B, particula cedează cîmpului energia de frînare corespunzătoare

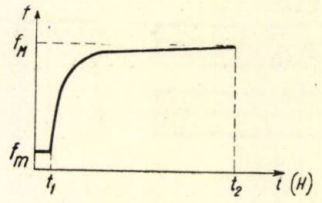


Fig. 8. Curba de variaţie a frecvenţei în funcţie de valoarea cîmpului magnetic, sau în funcţie de timp (pentru o creştere uniformă a cîmpului).

tensiunii dintre electrod şi masă după timpul

$$\tau = \frac{l}{v}, \qquad u_B = U \sin [\omega (t + \tau) + \varphi]$$

Tensiunea acceleratoare echivalentă este diferenţa celor două tensiuni şi este cu atît mai mică cu cît electrodul de accelerare este mai scurt. Pentru a obţine o accelerare acceptabilă, trebuie să se mărească amplitudinea U a tensiunii de înaltă frecvenţă. Acest neajuns este compensat de faptul că, reducînd lungimea electrodului, se micşorează capacitatea acestuia faţă de masă, adică se măreşte impedanţa de atac a electrodului, ceea ce duce la mărirea randamentului instalaţiei.

Se poate folosi în locul electrodului o cavitate rezonatoare ca la sincrotron. Deoarece frecvenţa

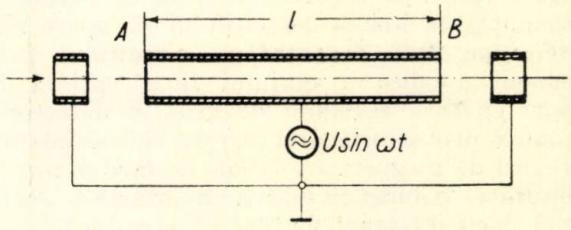


Fig. 9. Electrodul de accelerare al sincrofazotronului:
A şi *B* spaţiile de accelerare.

este în acest caz mult mai mică, se introduce în interiorul cavităţii o cantitate de ferită, pentru a-i mări inductanţa echivalentă (fig. 10, *a*).

Generatorul de înaltă frecvenţă este realizat din mai multe etaje amplificatoare de bandă largă, excitate de un oscilator modulat în frecvenţă, în raportul de frecvenţe arătat mai sus. Variaţia frecvenţei în limite atît de largi se obţine cu ajutorul unei bobine cu miez de ferită, în circuitul oscilatorului pe care se suprapune o magnetizare de curent continuu, ce determină variaţia inductanţei.

Pentru obţinerea unei tensiuni de accelerare constante, circuitul electrodului este menţinut la rezonanţă astfel ca utilmul etaj să fie încărcat pe o impedanţă de sarcină constantă. Inductanţa de acord este realizată de asemenea cu miez din ferită, cu premagnetizare variabilă.

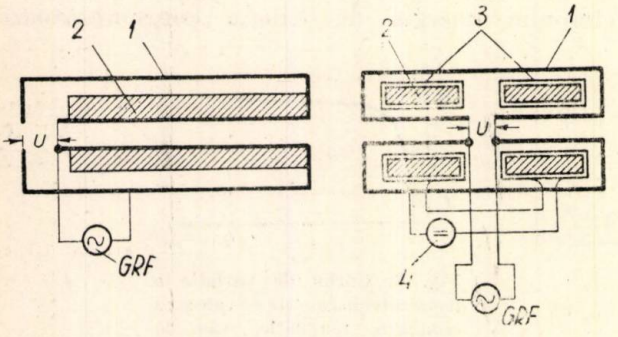


Fig. 10. Cavitate acceleratoare:
a – nesimetrică; *b* – simetrică şi cu acord variabil; *1* – electrod metalic; *2* – miez din ferită; *3* – bobine de premagnetizare; *4* – generator de premagnetizare; *GRF* – generator de radiofrecvenţă [8].

În cazul cavităţii acceleratoare, acordul se poate obţine prin variaţia inductanţei echivalente a cavităţii. În acest scop, se bobinează o înfăşurare de premagnetizare pe ferita din interiorul cavităţii (fig. 10, *b*).

Pe lîngă generatorul de înaltă frecvenţă sînt necesare o serie de dispozitive electronice care să asigure legea necesară a variaţiei frecvenţei în funcţie de valoarea cîmpului, cum şi menţinerea automată a circuitului de putere la rezonanţă.

Una din schemele posibile pentru menţinerea automată a rezonanţei, constă în compararea fazelor tensiunilor la intrarea şi ieşirea etajului final [9]. Schema bloc a acestui sistem este arătată în fig. 11.

Dacă faza este corectă (circuitul de putere la rezonanţă), la ieşirea detectorului nu apare nici o tensiune. Prin dezacordarea circuitului, faza tensiunii anodice a etajului final variază în raport cu faza tensiunii de grilă şi detectorul comandă prin intermediul etajului submodulator, curentul de magnetizare trimis de modulator, în înfăşurarea bobinei cu miez a circuitului de acord astfel, încît diferenţa de fază să se reducă.

Pentru a realiza legătura dintre variaţia cîmpului şi a frecvenţei, sînt de asemenea folosite mai multe sisteme. Schema bloc a unui sistem de urmărire este arătată în fig. 12.

La ieşirea din integrator se obţine o tensiune avînd aceeaşi variaţie în timp ca şi cîmpul

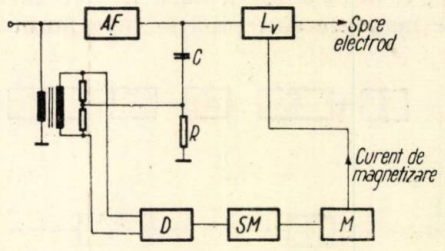


Fig. 11. Schema bloc a sistemului de acord automat al circuitului final de RF, al sincrofazotronului:
AF – amplificator final de RF; L_v – inductanţa variabilă cu miez din ferită; *C*, *R* – circuit de defazare; *D* – detector de fază; *SM* – submodulator; *M* – modulator (amplificator de curent continuu de putere).

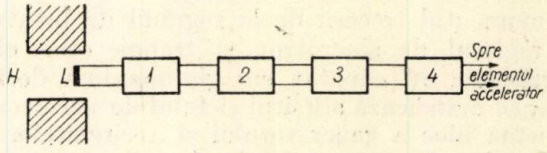


Fig. 12. Schema bloc a sistemului de urmărire:
L – sondă inductivă; *1* – integrator; *2* – transformator funcţional (generatorul funcţiei din fig. 8); *3* – oscilator modulat în frecvenţă; *4* – generatorul de înaltă frecvenţă.

magnetic. Tensiunea la ieşire din transformatorul funcţional este reprezentată prin curba de variaţie a frecvenţei în funcţie de cîmp. Această tensiune modulează în frecvenţă oscilatorul generatorului de înaltă frecvenţă.

Sistemul poate fi realizat şi cu ajutorul unui modulator independent, care este corectat, cu ajutorul unor semnale produse de abaterea fasciculului de la orbita stabilă.

Spaţiul restrîns nu a permis descrierea aparaturii electronice auxiliare folosite în acceleratoarele de particule şi anume: dispozitivele de stabilizare a mărimilor ce trebuie menţinute constante şi dispozitivele de măsurare a parametrilor.

BIBLIOGRAFIE

[1] TINTĂ, F.: *Acceleratoare de particule*, Automatica şi electronica, I(1957) nr. 2, p. 71

[2] HALTRICH, S. şi LEIBOVICI, I.: *Betatronul*, Automatica şi electronica, I(1957) nr. 3, p. 119.

[3] FREMLIN, J. H. şi GOODEN J. S.: *Cyclic Accelerators*. Reports on progress in physics, 13 (1950) p. 295.

[4] BARRIAND, A.: *CircuitsH. F. du Cyclotron*, L'Onde Electrique 35 (1955) nr. 344, p. 1052.

[5] MINŢ, A.L. şi alţii: *Necatarîie osobenosti i osnovntie danntie visocociastotnoi sistemî şestimetrovo fazotrona*, Radiotehnica i electronica, 1(1956) nr. 7, p. 893.

[6] LIVINGSTON, M. S.: *Uscariteli*, Izdatelstvo innostrannoi literaturî, Moscova, 1956.

[7] MINŢ, A. L.: *Problemî radiotehnichi i electronichi moşnth ţicliceschib uscaritelei tiajelth zariajennth ciastiţ*, Radiotehnica i electronica 1 (1956) nr. 5, p. 543.

[8] LEBEDEV-KRASIN, IU. M.: *Uscariaiuşcie elementi sinhrofazotronov i osnovntie voprosî ih pitania napriajeniem visocai ciastoti* Radiotehnica i electronica 1 (1956) nr. 7, p. 940.

[9] DRABCHIN, G. M. şi alţii: *Avtomaticescaia nastroica contura econecinovo cascada visocociastotnovo generatora sinhrofazotrona na 10 mlrd eV*. Radiotehnica i electronica, 1 (1956), nr. 7, p. 965.

GHEORGHE VASILIU *)

Aparate pentru detectarea substanţelor radioactive

CZ 621.387.4: 553.495

Găsirea mineralelor radioactive se bazează pe colaborarea strînsă a doi factori: studiul sistematic şi detaliat din punct de vedere geologic al unei regiuni care prezintă indici favorabili, şi utilizarea aparatelor detectoare în mod judicios şi eficace.

Prospecţiunea se efectuează în două etape, şi anume:

în prima etapă „în mare" (de recunoaştere) se studiază zilnic în medie o suprafaţă de un kilometru pătrat, întrebuinţînd un detector mic dar sensibil;

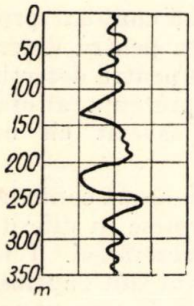


Fig. 1. Exemplu de înregistare cu scintilator montat pe vehicul.

în etapa a doua se execută măsurări sistematice, precizîndu-se forma unor anomalii şi se încearcă legarea diferitelor puncte mineralizate.

În prima etapă era nevoie de un aparat de sensibilitate mare, dar de precizie medie, în timp ce în etapa a doua se pune accentul pe o mai mare precizie a aparatului. În viitor se va putea construi cu ajutorul transistorilor un singur aparat precis, sensibil şi uşor. În ultimul timp se întrebuinţează în prospecţiuni scintilometri, în special în prospecţiunile de recunoaştere, pentru descoperirea indicilor. Aceste aparate se montează pe vehicule „tous terrains" avînd dispozitive de înregistrare pe o bandă care înaintează proporţional cu deplasarea vehiculului. Pentru mărirea randamentului metodei, scintilometrul se montează în avion sau în elicopter.

Alegerea vehiculului depinde de condiţiile locale ca: geografice, vegetaţie, desimea drumurilor regiunii. Alegerea dispozitivului de detecţie al aparatului depinde de destinaţie şi de precizia cerută pentru măsurare.

În articolul introductiv ce urmează ne vom ocupa de condiţiile impuse în realizarea aparatelor şi soluţiile adoptate în străinătate şi la noi.

În primul rînd trebuie menţionat, ca rezultat general scos din experienţa întrebuinţării acestor aparate, că ele trebuie să fie aparate de calitate, fără defecte sau părţi slabe, şi robuste.

Aparatele trebuie să aibă o autonomie de minimum o zi de lucru, să fie alimentate la surse de tensiune joasă, sub 100 V şi să fie etanşe spre a nu fi influenţate de umiditate.

Pentru determinarea elementelor radioactive se poate proceda la măsurări absolute sau relative ale activităţii sursei sau să ne mulţumim cu localizarea prin simpla detecţie a acestor elemente. Prin activitatea sursei se înţelege numărul de dezintegrări suferite pe secundă de către element (radioizotop). Determinarea precisă şi directă a acestui număr este o măsurare absolută, iar compararea activităţii sursei cu o sursă cunoscută constituie o măsurare relativă.

Se ştie că s-a ales ca unitate de măsurare un curie, care se defineşte ca o cantitate a unui radioelement oarecare care suferă $3{,}7.10^{10}$ dezintegrări pe secundă.

În aplicaţii, unitatea curie este prea mare şi se întrebuinţează unităţile submultiple:

$$1\ \text{mCu} = 10^{-3}\ \text{Cu} = \frac{3{,}7 \cdot 10^{10}}{10^3} = 3{,}7 \cdot 10^7\ \text{d/s}$$

$$1\ \mu\text{Cu} = 10^{-6}\ \text{Cu} = \frac{3{,}7 \cdot 10^{10}}{10^6} = 3{,}7 \cdot 10^4\ \text{d/s}$$

$$1\ \text{m}\mu\text{Cu} = 10^{-9}\ \text{Cu} = \frac{3{,}7 \cdot 10^{10}}{10^9} = 37\ \text{d/s}.$$

Putem deduce, din cunoaşterea activităţii unei surse radioactive, fie numărul de radiaţii emise pe secundă, fie numărul N de atomi conţinut în radioelementul considerat, deci greutatea sa:

Avem $N = -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{dN}{dt}$ în care $\frac{dN}{dt}$ este numărul de dezintegrări pe secundă. Dacă notăm cu A activitatea sursei exprimată în curie avem:

$$A = \frac{dN}{dt} \cdot \frac{1}{3{,}7 \cdot 10^{10}}$$

Deci:

$$\frac{dN}{dt} = 3{,}7.10^{10}.A$$

$$\text{sau } N = \frac{1}{\lambda} \cdot 3{,}7.10^{10}.A = \frac{3{,}7.10^{10}}{0{,}693} T.A.$$

în care T este perioada sau „viaţa" unui radioelement şi care este legată de λ prin relaţia:

$$T = \frac{0{,}693}{\lambda} \qquad (0{,}693 = \log 2)$$

Deci, greutatea corespunzătoare este:

$$P = N \frac{P_{at}}{n}$$

unde P_{at} este greutatea atomică a elementului iar $n = 6{,}02.10^{23}$ este numărul lui Avogadro.

*) Ing. GH. VASILIU este profesor la Institutul Politehnic Iaşi.

Pentru determinarea numărului de radiaţii emise pe secundă, care nu este necesar egal cu acela al dezintegrărilor suferite, trebuie cunoscută şi schema de dezintegrare pentru a lega cele două mărimi : măsurarea (numărul de dezintegrări pe secundă) şi numărul de radiaţii emise pe secundă.

În ce priveşte detectorul de radiaţii, acesta se bazează pe un principiu general şi anume : energia radiaţiei este absorbită în totalitate sau în parte de către detector şi transformată într-un efect observabil. Aceste efecte sînt în primul rînd : înnegrirea plăcilor fotografice, ionizarea gazelor, ionizarea solidelor, efect termic, scintilaţie etc.

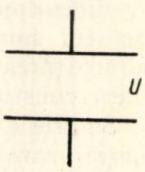


Fig. 2. Principiul camerei de ionizare.

Procedeul de înnegrire a plăcilor fotografice, care a dus la descoperirea radioactivităţii naturale, se numeşte astăzi autoradiografie şi permite localizarea unui element în interiorul unui mediu solid.

Aparatele întrebuinţînd ionizarea gazelor de către radiaţie sînt cele mai răspîndite. Principiul comun acestor aparate se rezumă la colectarea pe un electrod, a ionilor liberaţi în gaz de radiaţia considerată, cu ajutorul unui cîmp electric. Sosirea sarcinilor pe electrod se traduce prin variaţia tensiunii acestuia ; se spune că s-a produs un impuls a cărui valoare este :

$$\Delta V = \frac{1}{C} \Delta Q,$$

în care ΔQ este sarcina electrică sosită, iar C — capacitatea electrică a dispozitivului.

Considerînd cei doi electrozi între care se creează cîmpul electric prin tensiunea aplicată U şi gazul ionizat care separă cei doi electrozi, se pot constata experimental următoarele :

Amplitudinea impulsului ΔV depinde de tensiunea aplicată U între cei doi electrozi, pentru un gaz şi o radiaţie dată. Acest lucru este ilustrat prin curbele din fig. 3 în care s-a luat în abscisă tensiunea între electrozi iar în ordonată mărimea impulsului în volţi, pentru două radiaţii diferite α şi β. Această reprezentare arată că există cinci regiuni bine definite :

1. De la A la B funcţionarea în cameră de ionizare cînd toţi ionii produşi sînt colectaţi, iar impulsul rezultant este constant.

2. De la B la C — regim proporţional. Ionii liberaţi sînt suficient de acceleraţi pentru a putea provoca o ionizare secundară şi prin urmare o creştere a impulsului proporţional cu numărul de ioni liberaţi iniţial.

3. De la C la D — regim semiproporţional. Impulsurile cresc cu tensiunea însă mai puţin repede pentru α.

4. De la D la V — regim Geiger-Müller, în care impulsurile cresc cu tensiunea însă nu depind de ionizarea iniţială.

5. Regiunea a cincea corespunde începerii descărcării prin gaz.

În fiecare din aceste regiuni aparatele întrebuinţate au caracteristici de funcţionare bine precizate.

Prima regiune este utilizată în camerele de ionizare, care pot fi de diferite modele în ce priveşte construcţia, natura şi presiunea gazului. Putem deosebi : *a*-camere de ionizare cu impulsuri, care numără fiecare particulă individual, dar nu sînt sensibile decît la radiaţii suficient de ionizante cum sînt particulele α ; *b*-camere la care se măsoară curentul produs, adică sarcina totală eliberată pe secundă. Acestea sînt asociate, în general, cu un tub electrometru. Pentru emiţătoare β camerele de ionizare nu sînt utilizate decît pentru activităţi de ordinul milicurie.

În regiunea a doua funcţionează contoare proporţionale. Acestea se construiesc pentru determinarea energiei particulelor, sau pentru detecţia unei particule determinate în prezenţa altora. Contorul proporţional trebuie asociat cu un amplificator proporţional.

În regiunea de la C la D, funcţionează contoare Geiger-Müller. Acestea se construiesc în diferite modele, prezentînd diverse caracteristici. Tensiunile curente la care funcţionează sînt cuprinse între 300 şi 1 600 V. Fiecare impuls este urmat de un timp mort în care nu poate fi înregistrată nici o particulă şi care este de ordinul 300 μ s pentru contoarele obişnuite. Pentru particule α şi β contoarele au o eficacitate de aproape 100 %, însă trebuie prevăzută în construcţia lor o fereastră suficient de subţire pentru a lăsa să pătrundă în interiorul contorului aceste particule. Pentru raze γ eficacitatea contorului Geiger-Müller este slabă, de aproximativ 2 %, din cauza puterii de ionizare mult mai slabe a acestor radiaţii. De aceea în construcţia contoarelor pentru raze γ trebuie să se prevadă pereţi din material cu

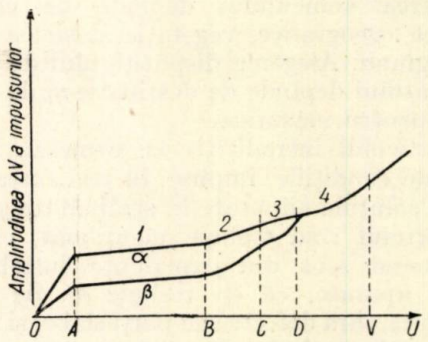


Fig. 3. Cele cinci regiuni de funcţionare ale unei camere de ionizare.

număr atomic, mare, de exemplu de bismut, în scopul de a utiliza efectul Compton în declanşarea contorului. Impulsul obţinut este trecut unui sistem electronic de numărare individuală sau integrator, care dă numărul mediu de impulsuri pe secundă.

În străinătate cel mai utilizat aparat pentru prospecţiuni este contorul Geiger-Müller şi detectorul cu scintilaţie. La noi se întrebuinţează, de asemenea, contoarele Geiger-Müller, însă în ce priveşte lucrările noastre proprii — ale celor de la Iaşi — s-a încercat utilizarea camerelor de ionizare, cum şi, în ultimul timp, numărătorul de particule α realizat sub o formă portabilă spre a fi utilizat cu uşurinţă pe teren. S-au obţinut — după cum se va arăta într-o comunicare viitoare, rezultate foarte încurajatoare prin utilizarea numărătorului α portabil.

În detectarea radiaţiilor nucleare se utilizează în general, după cum am arătat, proprietatea acestor radiaţii de a ioniza şi de a excita atomii sau moleculele direct sau indirect. Astfel, ionizarea produsă de particulele α într-un gaz se întrebuinţează în aparatele cu cameră de ionizare, iar excitarea atomilor unei sări ca sulfura de zinc, produce lumină care este transformată apoi în variaţii de curent în aparatele cu scînteiere. Fotonii γ sau x nu pot ioniza direct un gaz, dar pot ceda o parte din energia lor unui electron care devine rază β şi dă loc la fenomene de ionizare.

Se defineşte ca randament în cantitate al unui detector, raportul dintre numărul de impulsuri produse într-un timp dat şi numărul de particule ce au pătruns în volumul util al contorului, în acelaşi interval de timp. Randamentul global ţine seamă de unghiul solid de emisie al particulelor, de asemenea de absorbţia acestora după emisie (sursă, aer, pereţii detectorului).

Pe lîngă detectorul propriu-zis, se asociază un număr de organe auxiliare ca : generatorul de tensiune continuă pentru polarizarea detectorului; aparatajul electronic necesar pentru măsurarea curentului mediu debitat de detector sau pentru numărarea impulsurilor de tensiune corespunzătoare intrării fiecărei particule.

Cînd se cere pe lîngă numărarea particulelor şi discriminarea lor, mai este necesar şi aparataj special ca amplificatoare liniare, selectoare etc. De asemenea, este nevoie în cele mai multe cazuri, ca detectorul să fie protejat printr-un blindaj de plumb sau fier de cîţiva centimetri grosime.

Camerele de ionizare

Acestea sînt de două feluri : camere la care se măsoară curentul mediu datorit fluxului de particule şi camere la care se măsoară numărul de impulsuri produse.

În principiu, orice cameră de ionizare este construită dintr-un catod cilindric şi un anod axial izolat. Ca dimensiuni catodul este de 10—15 cm diametru, iar anodul este de ordinul centimetrilor. Gazul întrebuinţat este aer, azot, argon, în general la presiunea atmosferică. Se aplică o tensiune stabilă continuă de cîteva zeci de volţi pînă la cîteva sute de volţi între cei doi electrozi.

Pentru a înţelege funcţionarea unui astfel de detector să urmărim ce se întîmplă în cazul cînd în cîmpul electric al camerei apare un flux de particule ionizante. Dacă între anod şi catod aşezăm un galvanometru, acesta va indica un curent mediu datorită faptului că în cîmpul electric ionii se dirijează spre cei doi electrozi şi întreţin un curent prin sarcinile ce îi neutralizează. În practică, galvanometrele obişnuite nu pot înregistra însă curenţi de ordinul 10^{-12} —

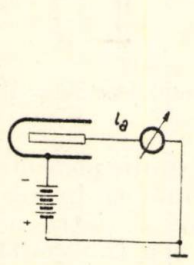


Fig. 4. Cameră de ionizare.

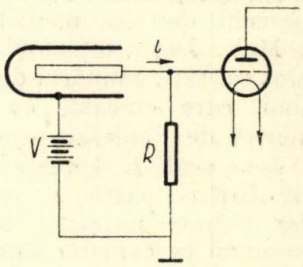


Fig. 5. Cameră de ionizare cu tub electrometru.

10^{-15} A care iau naştere într-o cameră de ionizare, deci vom întrebuinţa un electrometru sau tub electrometru, conform cu schema din fig. 5. R este o rezistenţă foarte mare, de ordinul 10^{11} — 10^{12} Ω, la bornele căreia apare o tensiune de aproximativ 1 V, ce este transmisă grilei tubului electrometru. Rezistenţa de izolament a anodului se înţelege că trebuie să fie de cel puţin 100 ori mai mare (10^{14}) decît R pentru a avea o precizie de 1 %. De altfel, mai trebuie ţinut seamă şi de faptul că înalta tensiune aplicată între cei doi electrozi creează prin rezistenţa de izolament, între ei, un curent direct, chiar în absenţa fluxului ionizant şi deci falsifică indicaţiile date de tubul electrometru. Astfel, dacă $R_i = 10^{14}$ Ω şi $V = 100$ V se vede că avem un curent parazit de $I_i = 100/10^{14} = 10^{-12}$ A, de acelaşi ordin ca şi curentul de măsură, sau chiar mai mare. De aceea se întrebuinţează în jurul izolantului anodului, un inel de gardă pus la un potenţial aproape egal cu acela al electrodului colector. Un alt montaj permite suprimarea inelului de gardă şi simplificarea aparatului, anume montajul zis „electrod-pilă". În acest montaj electrodul colector este constituit dintr-o pilă miniatură, care nu va produce curent decît datorită fluxului de particule ionizante, după cum se observă din fig. 6. Se va lucra în toate cazurile astfel încît toţi ionii formaţi să fie colectaţi, deoarece în acest caz experienţa arată că funcţionarea camerei este independentă de fluctuaţiile tensiunii de polarizare. În practică acest lucru se realizează, creînd cîmpuri electrice de ordinul 10 V/cm în camera de ionizare. Dacă constanta de timp la intrarea aparatului este mică se poate utiliza camera ca numărător de impulsuri.

Tipurile de camere de ionizare se mai deosebesc şi prin destinaţia lor, adică pot fi construite

pentru radiaţii α şi β sau γ şi x. Formarea unei perechi de ioni în camera de ionizare necesită pierderea de către particula ionizantă a unei energii medii m, care poate fi cuprinsă între 20 şi 40 eV, după natura şi presiunea gazului. Pentru aer la temperatură şi presiune normală. această valoare este de 33 eV. Deci, o particulă α va crea în aer la temperatură şi presiune normală aproximativ 30 000 perechi de ioni pentru 1 MeV. Dacă toţi ionii sînt captaţi, numărul de ioni care creează curentul de ionizare este NE/m, unde E reprezintă energia medie pierdută de fiecare particulă pe traiectoria sa în gaz, iar N este numărul de particule ce intră pe secundă în cameră. Cum fiecare ion transportă $1{,}6.10^{-19}$ C, curentul de ionizare va fi :

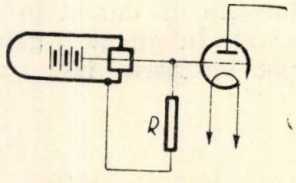


Fig. 6. Montaj „electrod-pilă"

$$I = \frac{NE}{m} \cdot 1{,}6.10^{-19}\ \text{A}.$$

Sensibilitatea camerei de ionizare pentru particule α şi β va fi raportul I/N.

Pentru camerele destinate razelor γ şi x sensibilitatea se exprimă în unităţi roentgen. Unitatea roentgen este definită ca o cantitate de radiaţie ce eliberează la temperatură şi presiune normală, o unitate electrostatică de sarcină în 1 cm³ de aer. Pentru exprimarea unei intensităţi de radiaţie trebuie considerată cantitatea de radiaţie în unitatea de timp. Medicii şi fizicienii au ales două unităţi de intensitate de radiaţie : unitatea R/8 h şi unitatea R/h.

Curentul de ionizare va avea ca expresie :

$$I = A.V.\ 1{,}15.10^{-14}\ \text{A}$$

A fiind în R/8h şi V în cm³.

Contoare proporţionale

Un contor proporţional este constituit dintr-un anod sub formă de fir ($\Phi = 0{,}1$ mm) şi o catodă cilindrică coaxială cu firul ($\Phi = 2$ la 4 cm). Gazul este heliu sau argon şi vapori organici sau cîteva procente de CO_2. Presiunile variază între 10 cm Hg şi presiunea atmosferică. Coeficientul de multiplicare variază de la cîteva sute la 10^5. Un exemplu de curbă de numărare se vede în fig. 7. În regiunea AB avem funcţionarea pentru particule α, în regiunea BC pentru α şi β, iar în regiunea CD α, β şi γ.

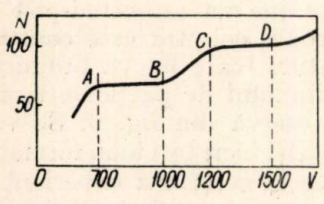


Fig. 7. Curba de numărare la un contor proporţional.

Mărimea impulsurilor dată de aceste contoare proporţionale variază între 1/1 000 V şi 500/1 000 V. Pentru α, impulsurile la mijlocul palierului sînt de ordinul a cîteva sutimi de volt. Timpul de creştere a impulsului este scurt, de cîteva 10^{-7} s Timpul mort de ordinul a 10 μ s permite să se înregistreze cu un sistem electronic corespunzător, fenomene de 10^5 impulsuri pe minut, cu pierderi statistice inferioare cîtorva procente. Pragul de numărare în regim proporţional, pentru un contor de 40 mm diametru este de ordinul a 800 V. Fondul propriu este de un impuls la 10 sau 15 minute. Randamentul în cantitate este de 100 % pentru α şi β.

Contoare Geiger-Müller

Construcţia este analogă aceleia a unui contor proporţional, însă la aceste contoare cîmpul electric în vecinătatea firului este destul de ridicat pentru ca descărcarea corona să se întindă în tot lungul acestuia la trecerea unei particule ionizante. Proprietăţile acestui detector sînt :

1. Impulsul produs de el este în primă aproximaţie de amplitudine constantă, oricare ar fi numărul de ioni creaţi iniţial de particula ce a traversat contorul.

2. Mărimea impulsului produs de contorul Geiger-Müller este cuprinsă între cîţiva volţi şi 100 V şi permite simplificarea sistemului de înregistrare.

3. Sensibilitatea este mare : un singur ion negativ produs în atmosfera contorului poate declanşa impulsul.

Se consideră două categorii de contoare : fără autoîntrerupere şi — cu autoîntrerupere a descărcării. În ce priveşte punctul de funcţionare, în practică el se alege la mijlocul palierului: $V_s + L/2$ (fig. 8).

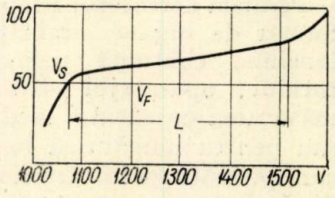


Fig. 8. Curba de numărare a unui contor Geiger-Müller : V_S – tensiune de prag ; V_F – tensiune de funcţionare ; L – palier.

Pentru alegerea detectorului celui mai potrivit, în funcţie de intensitatea fluxului de particule va trebui, pentru a obţine o precizie mulţumitoare, să se ţină seamă de repartizarea statistică în timp şi de fondul propriu.

Dacă fondul propriu al detectorului este n_b în timpul t_b, iar în prezenţa sursei se obţin n_c impulsuri în timpul t_c, atunci numărul de impulsuri adevărat în timpul t_a datorit numai sursei va fi dat de relaţia :

$$n_a + \frac{n_b}{t_b} t_a = \frac{n_c}{t_c} t_a$$

$$n_a = \frac{n_c}{t_c} t_a - \frac{n_b}{t_a} t_a.$$

Se demonstrează că eroarea standard pentru n_a este :

$$\sigma_a = \sqrt{\left(\frac{t_a}{t_c}\right)^2 n_c + n_b \left(\frac{t_a}{t_b}\right)^2}$$

Dacă $t_a = t_b = t_c$,avem :

$$n_a = n_c - n_b \ ;$$

$$\sigma_a = \sqrt{n_c + n_b}$$

şi eroarea standard relativă este :

$$\frac{\sigma_a}{n_a} = \frac{\sqrt{n_c + n_b}}{n_c - n_b} \ .$$

Deci σ_a va fi cu atît mai mic cu cît $n_c > n_b$ şi pentru n_c/n_b dat, cu atît mai mică cu cît n_c va fi mai mare.

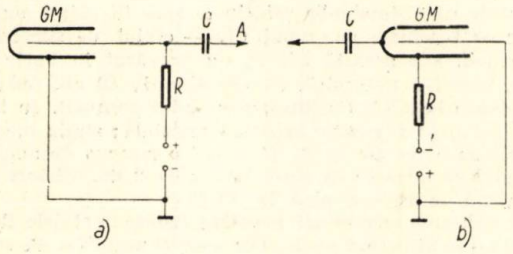


Fig. 9. Montajul tuburilor Geiger-Müller pentru colectarea impulsurilor
a – negative ; *b* – pozitive.

Este de menţionat faptul că la Iaşi încă din anul 1950 acad. prof. ST. PROCOPIU împreună cu conf. R. VASILIU au întreprins o serie de lucrări de radioactivitate care au necesitat construirea de tuburi Geiger-Müller. Această construcţie a fost făcută cu succes de conf. R. VASILIU, care a obţinut rezultate similare celor date de contoarele importate. Acad. prof. St. PROCOPIU în colaborare cu conf. R. VASILIU au întrebuinţat aceste tuburi Geiger—Müller la o serie de lucrări[1].

De asemenea, în colectivele ce se ocupă, în special, cu prospecţiuni radioactive s-au construit şi se construiesc unele modele de tuburi Geiger-Müller. În această ordine de idei ar mai putea fi amintită utilizarea tubului Geiger-Müller pentru detectarea substanţelor radioactive într-un montaj foarte simplu, fără amplificator, cu ajutorul unui transformator şi microampermetru[2]).

O altă grupă de aparate de detecţie este constituită de scintilatori. În ultimul timp tehnica acestor contoare s-a dezvoltat foarte mult şi din cauza eficacităţii mari pentru raze γ tinde să înlocuiască contoarele Geiger-Müller. Principiul de funcţionare este bazat pe proprietatea unor substanţe de a emite o radiaţie luminoasă cînd sînt lovite de radiaţii α, β sau γ. Această radiaţie luminoasă este trimisă pe fotocatodul unui tub multiplicator de electroni, care va produce pe electrodul de ieşire un impuls proporţional cu energia particulelor incidente. Ca substanţe întrebuinţate sînt :

pentru α : sulfură de zinc activată cu argint ;
pentru β : cristalul de antracen plastic ;
pentru γ : iodură de sodiu activat cu taliu.

Principiul metodelor de măsurare

Detectorul *D* întrebuinţat pentru măsură, înregistrează un oarecare efect produs de sursa de măsurat *s*. Se dă numele de activitate aparentă sau măsurată acestui efect observat şi care se exprimă în impulsuri / secundă (contoare Geiger-Müller sau scintilatori), în curent (cameră de ionizare), în număr de diviziuni pe secundă (electroscop) etc. Pentru măsurarea relativă, problema constă în deducerea raportului activităţilor adevărate (număr de dezintegrări pe secundă) ale surselor s_1, s_2,. . . ale căror activităţi aparente sînt respectiv Aa_1, Aa_2, . . . Măsurarea absolută are ca obiect determinarea activităţii adevărate a sursei de măsurat. Dintre radiaţiile emise izotopic de către sursă, un oarecare număr pătrunde în detector producînd efectul observat. Putem scrie :

$$A_a = c.A_v,$$

unde A_v este activitatea adevărată, A_a — activitatea aparentă, iar c — coeficientul de detecţie al dispozitivului întrebuinţat. Coeficientul c depinde de un mare număr de factori astfel încît determinarea lui este o problemă foarte delicată. Considerînd un punct din interiorul sursei emiţătoare se poate observa că din razele emise de acest punct în direcţia detectorului şi conţinute în unghiul solid Ω, numai o parte pătrund în detector, din cauza diferitelor pierderi, ca absorbţia şi autoabsorbţia, difuziunea şi retrodifuziunea (cu efect+). Se poate pune deci :

$$c = \frac{\Omega}{4\pi} \ . \ K_1.K_2.K_3.K_4.$$

Coeficienţii de corecţie K sînt relativi la cauzele enumerate mai sus.

Cînd voim să facem o măsurare relativă, adică să comparăm două surse s_1 şi s_2 ale unui acelaşi element, vom avea pentru s_1 : $Aa_1 = c_1 Av_1$ şi pentru s_2 : $Aa_2 = c_2 Av_2$. Deci ,

$$\frac{Av_2}{Av_1} = \frac{c_1}{c_2} \ . \ \frac{Aa_2}{Aa_1}$$

Pentru măsurări absolute trebuie determinaţi coeficienţii K_1, K_2, K_3, K_4 ceea ce este de resortul laboratoarelor specializate. Aceste laboratoare pot furniza la cerere soluţii de $\pm$ 2 % sau $\pm$ 3 % a unor radioelemente uzuale (^{60}Co, ^{128}Au) care se pot întrebuinţa pentru etalonarea instalaţiilor de măsurare.

---

[1]) *O nouă metodă pentru măsurarea radioactivităţilor mari cu contorul Geiger-Müller.* Academia R.P.R., Studii şi cercetări ştiinţifice, Iaşi, II (1951), p. 153.
Funcţionarea unui tub Geiger-Müller în regimul de descărcări difuze. Un nou tub cu ţeavă metalică exterioară. Ibid. IV (1953), p. 69.

[2]) Ibid., VII (1956) 3—4, p. 13.

NOTE DE LABORATOR

Îmbunătăţirea performanţelor unui amplificator cu ajutorul reacţiei negative

CZ 621.375.132

În ultimul timp, în tehnica amplificatorilor de audiofrecvenţă s-a statornicit metoda îmbunătăţirii performanţelor prin aplicarea reacţiei negative puternice etajelor avînd caracteristica de amplitudine neliniară. În etajele de putere ale amplificatorului de radioficare E. M. — 150 W. se aplică o reacţie negativă redusă. Ne-am propus să îmbunătăţim performanţele acestui amplificator prin aplicarea unei reacţii negative puternice pe ultimele etaje. În acest scop ne vom limita la mijloace foarte simple, care pot sta la îndemîna tuturor acelora care exploatează aceste staţii de amplificare.

Caracteristicile nemodificate ale amplificatorului.

Schema completă a staţiei şi datele tehnice mai importante sînt date în broşura staţiei [1]. Dăm în fig. 1 schema amplificatorului de putere şi principalele date tehnice:
puterea nominală: 150 W; tensiunea nominală: 30—120 V; sarcina nominală: 6 Ω; distorsiuni mai mici de 7 %; impedanţă de intrare: 100 k Ω; caracteristica de frecvenţă 3 db la 60 şi 7000 Hz; nivelul de intrare: 1 V; nivelul de fond: —50 db.

După cum se vede din schemă, sînt prevăzute 2 bucle de reacţie negativă: bucla I cuprinde etajele amplificatoare de tensiune cu tuburile 6J7 şi 6L6, iar bucla II cuprinde etajul final de putere şi etajul prefinal, ambele lucrînd în contratimp.

Caracteristica de amplitudine funcţie de frecvenţă a amplificatorului, ridicată pentru semnalul nominal de intrare se prezintă în fig. 2,*a*. Am ridicat deasemenea caracteristica distorsiunilor funcţie de puterea utilă, la tensiunea nominală de ieşire; caracteristica se prezintă în fig. 3, *a*. Rezistenţa de ieşire a amplificatorului (cu intrarea în scurtcircuit) $R_{ies} = 5{,}5\ \Omega$.

Deconectînd buclele de reacţie, am măsurat distorsiunile pe etaje pentru puterea nominală de ieşire. Am aplicat un semnal sinusoidal de frecvenţă 800 Hz, cu o distorsiune de 0,3 % şi am obţinut următoarele valori de distorsiune:

după etajul amplificator de tensiune (6J7)	0,5 %.
după etajul de tensiune cu tubul 6L6	9 %
după etajul prefinal	12,5 %
după etajul final (pe sarcină)	14 %

Se vede că distorsiunile principale apar în etajul amplificator de tensiune cu tubul 6L6 — etajul de simetrizare a tensiunii. Din această cauză, s-a prevăzut în bucla I o reacţie negativă puternică, de aproximativ 40 db, reducînd distorsiunea la 2,5 % (la intrarea etajului prefinal). În bucla II s-a prevăzut o reacţie negativă reglabilă; staţia lucrează deobicei cu o reacţie de 3 db, avînd o rezervă de amplitudine, pînă la intrarea în autooscilaţie de 2 db. Distorsiunea pe sarcină se reduce pînă la 5,6 %.

Prin aplicarea unei reacţii negative reduse în etajele finale, practic nu se utilizează avantajele reacţiei negative. Pe caracteristica de amplitudine funcţie de frecvenţă, a amplificatorului (fig. 2,*a*) se observă că în jurul frecvenţei de 80 kHz, panta caracteristicei depăşeşte valoarea de 12 db pe octavă. Această creştere a pantei atrage creşterea fazei peste valoarea de 180° şi amplificatorul intră în autooscilaţie cînd se creşte reacţia din bucla II. Se observă experimental că la o reacţie de 5 db în bucla II, amplificatorul autooscilează pe frecvenţa de 80 kHz.

Se pune problema reducerii distorsiunilor prin creşterea reacţiei negative şi a asigurării unei rezerve mai mari de amplitudine pînă la intrarea în autooscilaţie a amplificatorului.

Modificări introduse pentru îmbunătăţirea performanţelor.

Pentru a putea aplica o reacţie negativă puternică trebuie să dispunem de o amplificare mare pe bucla de reacţie, cînd bucla de reacţie este deschisă. Pentru a mări amplificarea

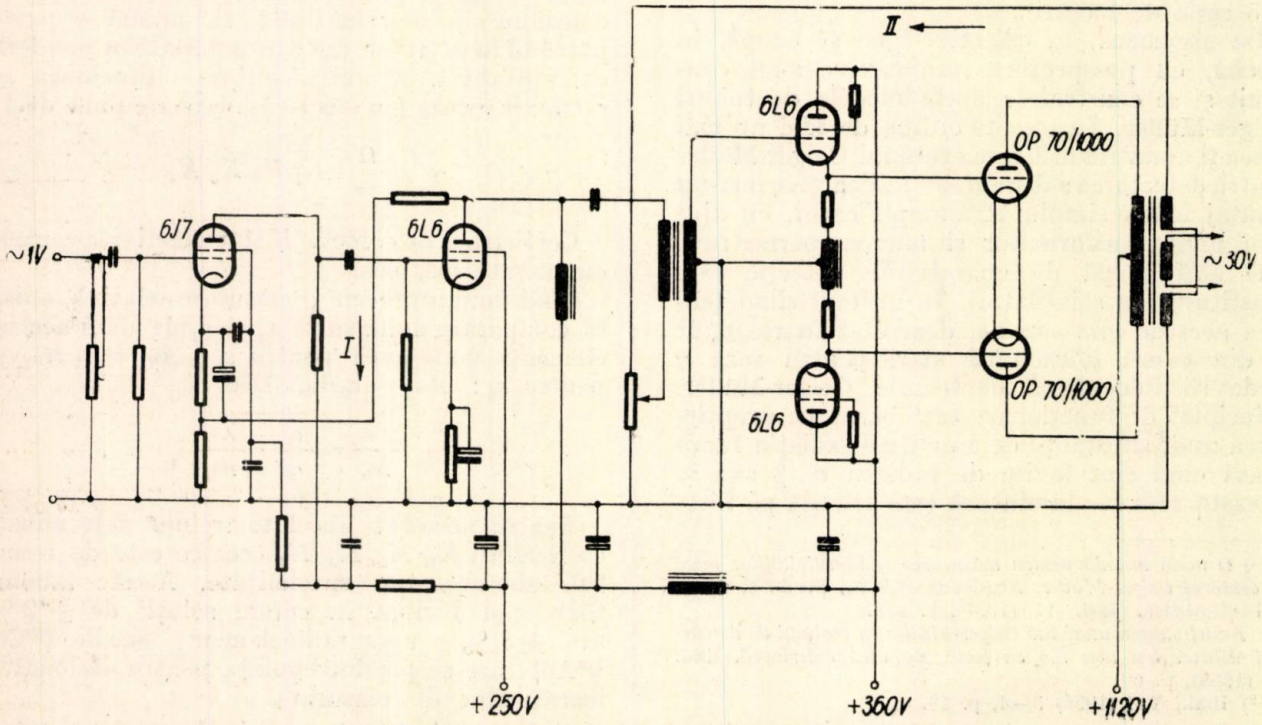


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului EM—150 W.

pe bucla ce cuprinde etajul final de putere, trebuie să extindem reacţia de la ieşire şi asupra etajelor de tensiune. Am luat tensiunea de reacţie de la înfăşurarea specială de reacţie a transformatorului de ieşire şi am adus-o în catoda tubului 6J7, asigurînd astfel şi faza potrivită.

nanţă principală mai ridicată şi rezonanţele superioare mult reduse.

Noi nu am modificat elementele de montaj ci ne-am limitat să modificăm caracteristica amplificatorului numai cu ajutorul unor circuite de corecţie, cît mai simple cu putinţă,

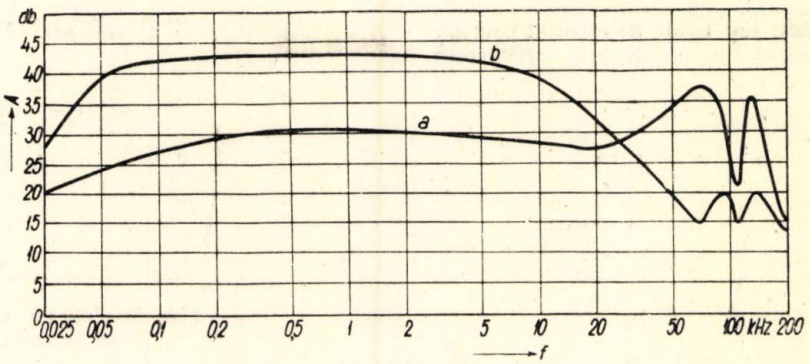


Fig. 2. Caracteristici de amplitudine:
a – amplificatorul final cu două bucle de reacţie; *b* – a amplificatorului cu reacţie negativă globală.

În cunoscuta lucrare a lui Bode [2], se indică metodele practice de obţinere a unei reacţii negative puternice aplicate, pe baza modificării caracteristicelor de amplitudine şi fază funcţie de frecvenţă ale amplificatorului, cu ajutorul circuitelor de corecţie.

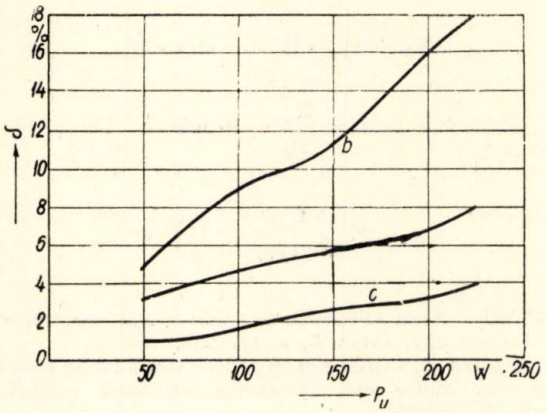


Fig. 3. Caracteristici de distorsiuni:
a – a amplificatorului cu două bucle de reacţie negativă; *b* – a amplificatorului fără reacţie; *c* – a amplificatorului cu reacţie globală.

Am ridicat caracteristica amplitudinii funcţie de frecvenţă pe bucla de reacţie extinsă, cînd bucla este deschisă. Această caracteristică s-a ridicat în condiţiile puterii şi tensiunii nominale pe sarcină. Caracteristica se dă în fig. 4,*a*. Se constată că pericolul oscilaţiei apare în primul rînd la frecvenţele înalte, de aceea nu se redă variaţia amplitudinii în domeniul frecvenţelor joase. Pentru comparaţie, s-a ridicat şi caracteristica distorsiunilor funcţie de puterea utilă (la tensiunea nominală pe sarcină) a amplificatorului fără reacţie. S-a măsurat deasemenea $R_{ieş} = 8\ \Omega$.

Reacţia negativă maximă ce se poate aplica pînă la intrarea în autooscilaţie a amplificatorului este de 9 db. Urmărind variaţia amplificării pe buclă, se observă neuniformităţi la frecvenţele: 5 kHz, 70 kHz şi 135 kHz. Am cercetat spectrul de frecvenţă şi mai sus şi am observat acelaşi efect la frecvenţa 280 kHz, dar aci amplitudinea este mult redusă, apropiată de nivelul de fond. Urmărind rezonanţa bobinei de şoc din circuitul de alimentare al etajului de simetrizare la osciloscraf, am observat că frecvenţa de rezonanţă principală şi frecvenţele rezonanţelor superioare ale bobinei de şoc sînt foarte apropiate de frecvenţele neuniformităţilor caracteristicelor de amplitudine a buclei de reacţie.

Ar trebui să fie înlocuită această bobină de şoc cu o bobină de construcţie specială, care să aibă o frecvenţă de rezo-

care să nu conteze faţă de ansamblul staţiei. Pe baza caracteristicii reale – pe buclă de reacţie – a amplificatorului, am construit caracteristica ideală care să permită aplicarea unei reacţii negative mari, cu o rezervă de amplitudine pînă la intrarea în autooscilaţie, suficient de mare [2].

La alegerea reacţiei maxime, trebuie să ţinem seama că banda de lucru nu poate fi micşorată sub o anumită limită. Dacă ne propunem să asigurăm banda de lucru indicată de fabrică, se vede lesne că reacţia maximă A_m, (reacţia utilă A + rezerva de amplitudine pînă la apariţia autooscilaţiei), se poate lua în jurul a 25 db.

Elementul determinant la construirea caracteristicei ideale de amplitudine este panta asimptotică a caracteristicei reale.

Pentru reacţia maximă considerată mai sus, panta maximă se măsoară pe caracteristică, în jurul frecvenţei de 90 kHz. Tangenta la curbă în acest punct dă amplificările de 80 db şi 37 db la frecvenţele 55 kHz. respectiv 110 kHz. Se deduce panta asimptotică

$$n = \frac{80-37}{6} = 7 \text{ unităţi de pantă.}$$

(Unitatea de pantă este de 6 db pe octavă, sau de 20 db pe decadă).

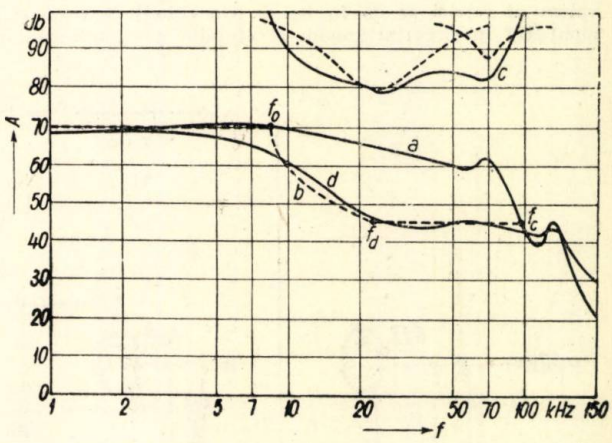


Fig. 4. Caracteristica de amplificare şi atenuare:
a – amplificarea pe buclă fără circuite de corecţie; *b* – amplificarea ideală pe buclă; *c* – atenuarea ideală a circuitelor de corecţie; *d* – amplificarea pe buclă cu circuite simple de corecţie.

Variaţia rapidă a amplificării este legată de creşterea fazei şi deci reacţia fără oscilaţie nu poate fi ridicată prea mult.

Pentru calcule se alege ca nivel de referinţă pentru amplitudine, amplitudinea de 70 db din bandă – la frec-

venţa de 2 kHz. În graficul din fig. 4, se trasează dreapta de reacţie maximă, $A_m = 25$ db la nivelul $A_{rm} = 70 - 25 = 45$ db. Caracteristica reală intersectează dreapta orizontală de reacţie maximă în punctul de frecvenţă $f_c = 95$ kHz.

Panta caracteristicei ideale este de 12 $(1-y)$ db pe octavă unde y este rezerva de fază. După cum se ştie, frecvenţele care limitează porţiunea orizontală a caracteristicei ideale, f_c la dreapta şi f_d la stînga, sînt legate de raportul pantelor caracteristicelor asimptotică şi ideală prin următoarea relaţie [2, p. 549].

$$f_d = \frac{2\,(1-y)}{n} \cdot f_c$$

Se alege

$$y = \frac{1}{6} \ldots (30^\circ)$$

şi se deduce

$$f_d = \frac{2 \cdot 5}{7 \cdot 6} .95 = 22{,}5 \text{ kHz.}$$

La frecvenţa f_0, limita benzei de amplificare constantă, amplificarea este mai mare decît amplificarea cu reacţie maximă, tocmai cu [[2] p. 549]

$$A_m = 40\ (1 - y)\ \log\ 10\,\frac{2\,f_d}{f_0}$$

A_m, y şi f_d fiind cunoscute se deduce

$$f_0 = \frac{2f_d}{\text{antilog}\dfrac{A_m}{40\ (1-y)}} = 8{,}2 \text{ kHz}$$

Caracteristica ideală construită pe baza elementelor calculate mai sus, se dă în fig. 4,*c*. Pentru a realiza, cu aproximaţie, această caracteristică, am folosit două circuite serie acordate pe frecvenţele 22,5 kHz şi 70 kHz. Descrierea acestor circuite şi datele de proiectare se dau la [3]

Circuitul de corecţie se montează deobicei în circuitul anodic al unui etaj de amplificare. Etajul amplificator la care se ataşează circuitul de corecţie, poate fi privit ca un generator de tensiune constantă în serie cu o rezistenţă echivalentă. Schema circuitului de corecţie şi a generatorului echivalent al reţelei se dă în fig. 5. Un circuit de corecţie se montează în circuitul anodic al etajului de amplificare de tensiune cu tubul 6L6, avînd $R_i = 22{,}5$ kΩ. Impedanţa de sarcină, măsurată la o frecvenţă cuprinsă în banda de lucru este $R_s = 40$ kΩ.

Se deduce

$$nR = \frac{R_i \cdot R_s}{R_i + R_s} = 14{,}5 \text{ kΩ.}$$

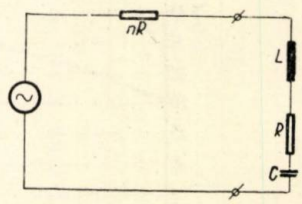


Fig. 5. Schema circuitului de corecţie.

Alegînd frecvenţa de rezonanţă a circuitului $f_0 = 22{,}5$ kHz, $Q = 4$, atenuarea maximă la rezonanţă de 20 db $(n = 9)$, se calculează

$$R = \frac{nR}{n} = 1{,}61 \text{ kΩ}$$

$$X_L = X_C = Q.\ R = 6{,}44 \text{ kΩ}$$

$$L = \frac{X_L}{2f_0} = 46 \text{ mH,}$$

$$C = \frac{1}{X_C \cdot 2f_0} = 1100 \text{ pF}$$

Al doilea circuit de corecţie se conectează în circuitul anodic al tubului 6J7, avînd $R_i = 1{,}5$ MΩ.

Cunoscînd $R_a = 100$ kΩ şi $R_g = 100$ kΩ, se calculează rezistenţa echivalentă, rezultanta conectării celor 3 rezistenţe în derivaţie.

$$nR = R_e = 50 \text{ kΩ}$$

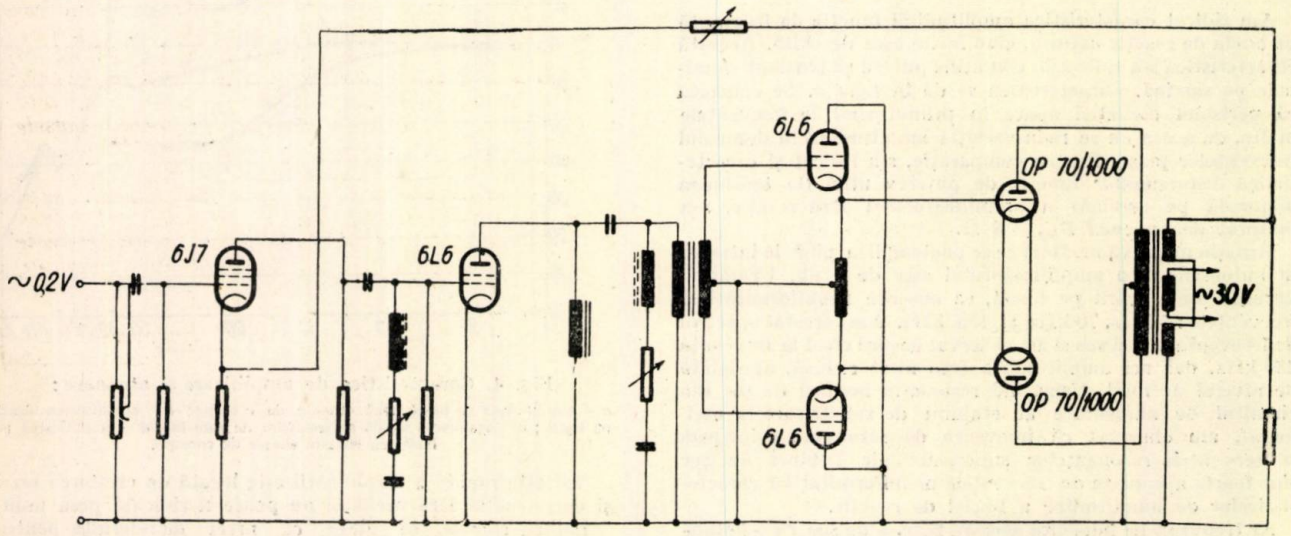


Fig. 6. Schema echivalentă pentru curent alternativ a amplificatorului cu reacţie negativă globală cu circuite de corecţie.

Alegînd $f_0 = 70$ kHz, $Q = 2$, atenuarea maximă la rezonanţă de 16 db ($n = 5$) se calculează

$$R = \frac{nR}{n} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$X_L = X_C = Q \cdot R = 20 \text{ k}\Omega$$

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot f_0} = 45{,}5 \text{ mH}$$

$$C = \frac{1}{X_C \cdot 2f_0} = 1140 \text{ pF}$$

Inductanţele folosite sînt cu ferocart, de tipul medie frecvenţă. Cu ajutorul inductanţelor şi al rezistenţelor s-au ajustat frecvenţele de rezonanţă şi Q — urile circuitelor, pentru a se obţine reacţia negativă aplicată maximă la care amplificatorul intră în autooscilaţie.

Practic, valorile obţinute experimental nu diferă de cele precalculate. S-a obţinut reacţia maximă de 21,4 db. Dacă se lucrează cu o reacţie aplicată $A = 15$ db, se asigură o rezervă de amplitudine pînă la autooscilare $x = 6{,}4$ db, ceea ce acoperă nevoile practice. Introducerea unui circuit suplimentar de corecţie s-a dovedit ineficace.

Caracteristica modulului amplificării funcţie de frecvenţă, măsurată la ieşire, pe sarcină, şi caracteristica distorsiunilor funcţie de puterea utilă, ale amplificatorului cu reacţie negativă globală de 15 db, se dau în fig. 2, *b*, respectiv 3, *c*. Se măsoară rezistenţa de ieşire $R_{ieş} = 1{,}8$ Ω

Schema amplificatorului cu circuite de corecţie se dă în fig. 6.

Concluzie

Am reuşit să aplicăm o reacţie negativă globală puternică, în urma căruí fapt distorsiunile, la puterea nominală, au scăzut de la 5,6 % la 2,5 % asigurînd banda de lucru de 7 kHz (şi o rezervă de amplitudine pînă la autooscilaţie acoperitoare) Rezistenţa de ieşire s-a micşorat deasemenea de la 5,5 Ω 1,8 Ω

Mijloacele folosite nu limitează posibilităţile de îmbunătăţire a performanţelor amplificatorului dat. Se pot utiliza circuite de corecţie complexe, se pot introduce modificări simple în schemă, mai ales în etajul de simetrizare, reacţie mixtă, etc., dar aceste mijloace se situează în afara scopului lucrării.

BIBLIOGRAFIE

[1] *Descriere şi instrucţiuni de utilizare pentru staţia de amplificare de 150* W, Electromagnetica Bucureşti.

[2] BODE — *Teoria circuitelor şi proiectarea amplificatorilor cu reacţie.* Cap. 18. Ediţia în limba rusă, Moscova 1948.

[3] VINCENT LEARNED — *Corrective Networks for Feddback, Circuits* (Proc. Inst. Radio Engng. 32 (1944)7.

ING. GH. VRÎNCEANU

O declaraţie a profesorului Frédéric Joliot-Curie

(continuare din pag. 91)

Bunul simţ al popoarelor nu se înşală acordînd importanţă acestui gest. Ele văd în aceasta o dovadă concretă a voinţei de a pune capăt unei groaznice ameninţări şi de a crea un climat favorabil soluţionării şi a altor probleme ale unei dezarmări reale. Refuzul de a merge pe această cale este, desigur, contrar sentimentelor opiniei publice internaţionale.

O şedinţă a Conferinţei Militare a Consiliului NATO va fi consacrată instalării rampelor de lansare a rachetelor atomice pe teritoriul mai multor ţări din Europa Occidentală.

Aceste măsuri nu corespund nici voinţei de pace a tuturor popoarelor şi nici actualei situaţii internaţionale. Iniţiative, ca planul Rapacki, pentru crearea în Europa a unei zone lipsite de arme atomice, discuţiile prealabile în vederea convocării unei Conferinţe la nivelul cel mai înalt, cum şi hotărîrea sovietică de încetare unilaterală a experienţelor nucleare, au contribuit la îmbunătăţirea situaţiei internaţionale. In aceste condiţii, nu trebuie făcut nici un gest şi nu trebuie luată nici o măsură, care ar putea compromite şi reduce şansele unor tratative.

Este reconfortant să vedem cu cîtă forţă popoarele îşi exprimă astăzi dorinţa lor de pace. Să continue să-şi întărească şi mai mult acţiunile şi vor obţine din partea oamenilor de stat interzicerea oricărei politici bazate pe forţă, cum şi o deliberată orientare către tratative, dezarmare şi colaborare.

Paris, 12 aprilie 1958

Frédéric Joliot-Curie

REFERATE

AUTOMATICĂ

CZ 621—53

Asupra sintezei reţelelor de corecţie în paralel a sistemelor automate, prin metoda caracteristicilor de frecvenţă logaritmice. [După S. M. FEDOROV: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 9, p. 817—852].

Metoda caracteristicilor de frecvenţă logaritmice a căpătat o mare răspîndire în analiza şi proiectarea sistemelor automate, datorită uşurinţe cu care se deduce caracteristica rezultantă din caracteristicile componente ale mai multor elemente conectate în cascadă. Această metodă este însă destul de greu de aplicat pentru stabilirea corelaţiilor dintre performanţele sistemului deschis şi performanţele sistemului închis. În cadrul articolului se indică un procedeu expeditiv grafo-analitic privind obţinerea caracteristicii logaritmice de frecvenţă a funcţiei $1 + KG(j\omega)$ din caracteristica de frecvenţă logaritmică a funcţiei $KG(j\omega)$ care rezolvă dificultăţile menţionate mai sus, pentru cîteva funcţii de transfer tipice.

Pe această bază, articolul tratează utilizarea metodei caracteristicilor de frecvenţă logaritmice în sinteza reţelelor corectoare în paralel a sistemelor automate. Metoda de sinteză elaborată este apoi ilustrată prin cîteva exemple concrete. *Gh. R. I.*

CZ 681.142

Sinteza calculatoarelor analogice şi matricile de eroare. [După P. M., HONNELL şi R. E. HORN: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75(1956) part. I, p. 26—32].

Rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale liniare cu ajutorul calculatoarelor electronice analogice se face cu o anumită aproximaţ e, a cărei evaluare este necesară. În cadrul art.colului se expune o metodă sistematică pentru aprecierea acestui grad de aproximaţie, bazată pe utilizarea calculul matricial, ca şi aprecierea stabilităţii sistemului fizic al calculatorului electronic analogic, probleme care sînt reprezentate în general de ecuaţii de ordin superior celor a căror rezolvare matematică se cere în calculator. Tot cu ajutorul acestei metode se face sinteza generală a unui calculator electronic analogic, corespunzător rezolvării unei ecuaţii diferenţiale liniare date. Rezultatele teoretice generale ale metodei sînt aplicate în cîteva cazuri particulare şi de asemenea sînt comparate cu rezultatele experimentale obţinute. *Gh. R. I.*

CZ 621—53

Unele proprietăţi matematice ale locului rădăcinilor pentru proiectarea sistemelor automate. [După F. M. REZA: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75(1956), part. I, p. 103 — 108].

După ce în prima parte a articolului se introduce locul rădăcinilor în proiectarea sistemelor automate liniare, se enumeră proprietăţile cunoscute ale acestuia. În continuare, articolul conţine enunţarea unor proprietăţi suplimentare ale locului rădăcinilor, bazate pe o generalizare a definirii acestuia, în cazul unor polinoame şi funcţii raţionale cu coeficienţi complecşi. În acest scop se interpretează locul rădăcinilor ca o transformare conformă între două planuri complexe şi se consideră cîteva cazuri particulare de contururi astfel transformate, pe baza cărora se deduc cîteva proprietăţi importante. În acest fel se obţin şi o serie de proprietăţi generale ale locurilor unghiului de fază, cum şi ale locurilor de cîştig constant.

În încheiere articolul conţine analogia între locul rădăcinilor şi curbele potenţiale, pe baza căreia se deduc cîteva proprietăţi ale acestuia, cunoscute din teoria curbelor potenţiale. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Utilizarea descompunerii în D pentru trasarea locului rădăcinilor şi pentru analiza calităţii sistemelor automate. [După IU. A. GOPP: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956)9,p. 789—798].

În analiza şi sinteza sistemelor automate, cunoaşterea localizării în planul complex a rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemului respectiv este esenţială. Determinarea acestei localizări se face în general prin procedee grafo-analitice, întrucît o determinare pur analitică este nepractică şi greoaie. Pentru trasarea locului rădăcinilor corespunzător unui anumit sistem, articolul foloseşte descompunerea planului complex $KG(s)$ în domenii D, trasîndu-se în planul s locurile geometrice corespunzătoare, care reprezintă transpunerea în acest plan a familiei de drepte paralele cu axa imaginară din planul $KG(s)$. Pe această bază se poate construi locul rădăcinilor, care este locul geometric al rădăcinilor ecuaţiei caracteristice a sistemului, descris atunci cînd unul dintre parametrii sistemului variază.

Pe această bază este posibilă determinarea parametrilor sistemului corespunzători asigurării unui răspuns tranzitoriu dorit. Metoda de calcul dezvoltată este apoi ilustrată printr-un exemplu numeric. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Sinteza în planul s utilizînd două tipuri de locuri ale rădăcinilor. [După J. ZABORSZKY: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75(1956) part. I., p. 798—801].

Articolul tratează problema sintezei unui sistem automat liniar, supus îndeplinirii anumitor performanţe specificate. După ce se caracterizează metoda locului frecvenţelor în calculul sistemelor automate, care nu constituie o metodă de sinteză propriu-zisă, se dezvoltă metoda de sinteză pe baza localizării zerourilor şi polurilor sistemului închis (Guillemin). În scopul obţinerii unor reţele corectoare cît mai simple, se foloseşte trasarea unor locuri ale rădăcinilor, atît pentru sistemul închis cît şi pentru cel deschis, formulîndu-se cu ajutorul acestora o metodă de sinteză bazată pe aproximaţii succesive.

Această metodă de sinteză este urmată de un exemplu numeric. În încheierea articolului se dau o serie de relaţii privind determinarea mărimilor caracteristice răspunsului tranzitoriu şi la frecvenţă al sistemului, în funcţie de localizarea zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer, cum şi cîteva proprietăţi generale ale celor două tipuri de locuri ale rădăcinilor folosite. *Gh. R. I.*

CZ 681.142: 517.944

Asupra rezolvării aproximative a ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale, cu ajutorul calculatoarelor analogice. [După E. S. KOZLOV şi N. S. NIKOLAEV: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 10, p. 890—896].

Rezolvarea analitică a ecuaţiilor diferenţiale cu derivate parţiale prezintă în general dificultăţi de calcul însemnate. Această rezolvare se poate face însă mult mai simplu cu ajutorul calculatoarelor analogice pentru rezolvarea ecuaţiilor cu derivate parţiale de tip Laplace, Poisson şi Fourier. Calculatorul analogic este constituit dintr-o serie de rezistenţe active, care sînt conectate într-o reţea modelatoare a ecuaţiei cu derivate parţiale respective.

În articol se face o descriere a părţilor componente ale acestei instalaţii de modelare şi se dau unele ilustrări de aplicare în cazuri concrete. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Asupra aprecierii calităţii sistemelor automate după stabilitatea în modul şi fază şi după mărimea Mv. [După M. V. MEEROV: Avtomatika i Telemehanika, 17(1956) 10, p. 865—870].

În cadrul articolului se consideră criteriile de apreciere a calităţii sistemelor automate liniare după marginea de fază şi marginea de cîştig, ca şi după mărimea vîrfului Mv al caracteristicii de frecvenţă a sistemului închis. În acest scop se deduc aceste mărimi cu ajutorul curbelor de împărţire în D a planului complex şi se consideră cîteva cazuri limită de aplicare a acestor mărimi în aprecierea calităţii sistemelor automate. Această metodă de studiu cal tativ a sistemelor automate este apoi ilustrată printr-un exemplu concret, corespunzător unui sistem de gradul cinci. *Gh.R.I.*

CZ 681.142: 621—52

Asupra folosirii maşinilor de calcul în sistemele automate. [După A. A. FELDBAUM: Avtomatika i Telemehanika, 17 (1956) 11, p. 1046—1056].

Autorul face întîi o clasificare a sistemelor automate, distingînd sistemele automate clasice de cele cu autoajustare. Se prezintă schemele bloc principiale respective, precum şi unele tendinţe în dezvoltarea acestor sisteme. Se evidenţiază rolul maşinilor de calcul în sistemele automate cu auto-ajustare şi se dau unele exemple de astfel de sisteme, alături de unele probleme teoretice fundamentale cu privire la acestea. În particular, se consideră problemele privind construcţia sistemelor cu autostabilizare, cum şi sintezatoarele automate. *Gh. R. I.*

CZ 681.142: 519.2

Generarea în calculatoare electronice analogice a funcţiilor de distribuţie statistice, pentru efectuarea operaţiilor de cercetare. [După N. D. DIAMANTIDES: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75 (1956) part. 1, p. 86—91].

Aplicarea calculatoarelor electronice analogice în anumite probleme de cercetare cu caracter statistic, necesită un generator funcţional al funcţiilor de distribuţie a probabilităţii. În cadrul articolului se descrie un generator funcţional de pulsuri dreptunghiulare de durate ascultînd de o lege de distribuţie gaussiană. Acest generator funcţional este constituit dintr-un generator de zgomot utilizînd componenta de zgomot a tensiunii de placă a unui tiratron, menţinut în condiţiile unei descărcări constante. Generatorul de zgomot este urmat de un amplificator constituit din două etaje, a cărui ieşire declanşează un oscilator blocat, de la ieşirea căruia se obţin pulsuri avînd vitezele de creştere distribuite după o lege gaussiană.

Aceste pulsuri sînt preluate de un circuit basculant, la intrarea căruia se mai aplică şi pulsurile obţinute de la un multivibrator monostabil, iar mai departe, cu ajutorul unui amplificator separator şi a două amplificatoare de curent continuu montate în două căi de reacţie paralele, se obţin pulsurile dreptunghiulare de durată variabilă după o lege gaussiană. Afară de caracteristicile de funcţionare ale acestui generator funcţional, în articol se mai indică şi modul de obţinere al altor tipuri de funcţii de distribuţie, obţinute prin combinarea generatorului funcţional descris cu anumite calculatoare electronice analogice adecvate. *Gh. R. I.*

CZ 621—52: 621.18.001.4

Încercarea automată a căldărilor cu abur printr-un sistem cifric. [După J. H. BAIL, C. E. JONES şi H. T. HOFFMAN:, Instruments and Automation, 30 (1957) 6, p. 1096—1101].

Din dorinţa de a reduce considerabil mîna de lucru şi durata de încercare a căldărilor cu abur companiile Babcock & Wilcox şi Bailey Meter au construit un sistem automat de citire şi transmitere a datel r denumit „DATAK". Acesta a fost montat pe o căldare situată la Springdale lîngă Pittsburgh (Statul Pennsylvania — S. U. A.), datele culese au fost transmise printr-un teleimprimator la New York unde au fost introduse într-un calculator numeric iar rezultatele obţinute transmise înapoi la Springdale tot prin teleimprimator. Rezultatul încercărilor a fost înapoi la staţie în mai puţin de o oră de la începerea acestora. Echipamentul a fost montat la 22 august 1956 şi demontat la 17 septembrie 1956, iar în acest interval s-au făcut 322 încercări, fără nici o deficienţă a aparatajului.

Echipamentul DATAK constă din mai multe exploratoare analogice şi un bloc de control central. Exploratoarele analogice transformă semnalele primare elementare într-un semnal analog standardizat. Fiecare explorator are 25 de intrări selectabile şi o ieşire. Blocul central de control conţine circuitele logice care pe de o parte selectează exploratorul dorit şi elementul primar iar pe de altă parte transformă semnalul analog standardizat într-un cod perforat pe o bandă de hîrtie.

Toate elementele componente sînt relativ mici şi uşoare astfel încît pot fi cu uşurinţă transportate în centrală.

Cu ajutorul acestui echipament se colectează direct o serie de date ca temperaturi, presiuni, debite, analize de gaze şi se pot introduce manual anumite date — cu ajutorul unor potenţiometre — ca analizele de combustibil, pierderi normalizate etc.

Din datele culese în centrală şi transmise la New York, calculatoarele de aici au dat rezultate asupra randamentului căldării, căldura absorbită, temperatura gazelor, conducţia tuburilor etc.

Echipamentul DATAK poate obţine toate datele de la căldare şi turbină în circa 3 minute, iar analiza O_2 durează încă un minut. Pentru citirea aceloraşi date şi transmiterea lor calculatoarelor este necesar un personal numeros şi operaţia durează mult mai mult timp.

Acest echipament deschide noi perspective încercării căldărilor permiţînd probe instantanee şi dese. *N. K.*

CZ 681.142

Analizor diferenţial numeric. [După M. L., KLEIN F. K., WILIAMS H. C. MORGAN şi S. OCHI: Instruments and Automation, 30(1957)6, p. 1105—1109]

Analizorul diferenţial numeric DDA serveşte la rezolvarea ecuaţiilor diferenţiale găsind numeroase aplicaţii în matematici, fizică, inginerie etc. El este un calculator cifric special.

Un calculator universal poate fi folosit pentru rezolvarea oricăror probleme însă aceasta necesită transformarea ecuaţiei într-o formă aritmetică corespunzătoare folosind tehnica analizei numerice, iar după aceea formularea codificată a instrucţiunilor pentru calculator. Aceste operaţii necesită un personal specializat şi un timp relativ lung.

Analizorul DDA poate fi folosit cu aceeaşi uşurinţă ca şi un calculator analog, iar construcţia sa este relativ simplă. Pentru cazurile în care varietatea problemelor ar impune un calculator universal, analizorul DDA poate fi într-o execuţie simplificată ca un accesoriu al calculatorului, astfel încît pentru un supliment mic de preţ pot fi obţinute avantajele ambelor aparate.

Analizorul DDA constă dintr-o serie de integratoare care formează elementul său de bază. Numărul integratoarelor depinde de complexitatea problemei, variind de la 2—3 la 40. Fiecare integrator are două registre şi două intrări pentru a recepţiona variabila independenta X şi cea dependentă Y care definesc orice funcţie de două variabile. Scopul de bază al integratorului este de a integra pe Y în raport cu X:

$$Z = \int Y \, dX$$

ceea ce corespunde la un simplu proces de însumare pentru a afla aria Z sub curba Y. Această însumare se face cu ajutorul celor două registre.

Deci fiecare integrator este un însumator care adună măriri de suprafeţe. Procesul se desfăşoară după cum urmează: informaţiile necesare fiecărui integrator sînt înregistrate pe o tobă de memorie. Acestea sînt citite de circuitele de însumare ale integratoarelor iar rezultatul este înregistrat din nou pe tobă, care are atîtea poziţii cîte integratoare are analizorul.

Articolul examinează cîteva probleme tipice şi caracteristici generale. *N. K.*

CZ 621.34.015.3

Metoda generalizată de cercetare a proceselor tranzitorii în schemele de acţionare electrică. [După D. P. MOROZOV şi I. A. BORTOV. Electricestvo 77 (1957)7, p. 19—24].

Cercetarea proceselor tranzitorii în diferite scheme complexe de acţionare electrică permite alegerea regimurilor optime de funcţionare. Găsirea ecuaţiilor diferenţiale ce descriu aceste procese în cazul schemelor cu reacţie negativă este dificilă, deşi reprezintă o problemă întîlnită des în practică.

În lucrarea de faţă autorii ilustrează cu exemple concrete metoda formării ecuaţiilor pentru sisteme închise tipice de acţionare electrică cu mai multe reacţii, de asemenea cu limitări pentru diferite condiţii iniţiale.

Se deduce ecuaţia diferenţială generală, făcînd în prealabil următoarele observaţii:

1. Coeficientul de cuplaj între înfăşurările de comandă, dispuse pe un miez, ale maşinii electrice, reprezintă o valoare considerabilă apropiată de 0,85—0,9. Prin aceasta, variaţia fluxului rezultant are loc cu o constantă de timp aproximativ egală cu suma constantelor de timp ale tuturor înfăşurărilor de comandă.

2. Constanta de timp a primei cascade a maşinii amplificatoare este comparabilă cu constanta de timp a „scurt-circuitului". De aceea, în acest caz, pentru deducerea ecuaţiilor diferenţiale trebuie să se ia în consideraţie parametrii ambelor etaje ale amplificatorului.

3. La scrierea ecuaţiilor iniţiale nu este necesară folosirea coeficientului de inductivitate mutuală dintre bobine. Rezultatul se obţine mai simplu şi mai concis, dacă la deducerea acestor ecuaţii se operează cu cîmpul magnetic rezultant.

Din ecuaţia generală, fără deduceri suplimentare, se pot obţine ecuaţiile ce caracterizează orice proces tranzitoriu de pornire, frînare, inversare etc. în schemele :

a) cu reacţie pozitivă, sau negativă de curent şi tensiune (sau numai cu una din ele) ;

b) cu limitare de tensiune şi reacţie de curent ;

c) cu limitare de curent şi reacţie de tensiune ;

d) cu maşină amplificatoare, lucrînd în calitate de generator în sistemul motor-generator ;

e) cu excitaţie a generatorului ca maşină obişnuită de curent continuu.

Autorii ilustrează expunerea lor cu exemple concrete, găsind soluţia ecuaţiei diferenţiale deduse, construiesc curbele de curent şi viteză ale motorului în procesul tranzitoriu, din care se pot trage concluzii asupra schemelor proiectate şi asupra eventualelor modificări ale parametrilor. *G.B.*

CZ 621.318.56

Despre calculul releelor electromagnetice în schemele cu condensatoare. [După N. M. ZULI şi K. G. MITIUSKIN Electricestvo, 77 (1957)4, p. 35 — 38]

O serie de instalaţii cu relee, ca cele de conectare repetată-automată, de blocaj, de punere în funcţiune în telecomandă şi altele, au început să fie dotate, în ultimul timp, cu relee acţionate de curentul tranzitoriu de încărcare sau descărcare a condensatorului conectat în circuitul bobinei releului.

Alegerea parametrilor releului electromagnetic şi ale condensatoarelor pentru aceste instalaţii, se face, de obicei, pe cale experimentală ; uneori se efectuează un calcul preliminar după o metodă (P. M. Melnic sau F. A. Stupel), care permite determinarea doar a capacităţii necesare pentru funcţionarea mecanismului electromagnetic, fiind cunoscute numărul de spire ale bobinei şi valoarea tensiunii. Această metodă, de asemenea, nu ia în consideraţie o serie de particularităţi ale condensatorului în regim de impuls.

Pînă în momentul de faţă nu a fost prelucrată o metodă de calcul a parametrilor optimali ale acestor relee (numărul de spire optim al bobinei şi capacitatea minimă corespunzătoare a condensatorului).

În articol, autorii expun rezultatele cercetărilor pe baza cărora s-a elaborat o astfel de metodă aplicabilă la aceste relee.

Scopul calculului constă în determinarea capacităţii minime necesare pentru acţionarea releului cu coeficientul de siguranţă dat şi determinarea datelor bobinei releului, corespunzătoare acestei capacităţi.

Verificarea experimentală a parametrilor rezultaţi din calcul a scos în evidenţă o bună coincidenţă cu datele experimentale. *G. B.*

CZ 621—52:651

Un nou progres în automatizarea lucrărilor de birou. [După Instrument Practice, 2(1957)3 4, p. 357–359.

Este descris principiul unei maşini automate de citit numită E.R.A. (Electronic Reading Automaton) construită de firma engleză Solartron Business Ltd. Maşina trebuie să rezolve o problemă însemnată, şi anume : transformarea informaţiei cuprinse în texte tipărite sau dactilografiate (registre, cecuri, poliţe, mandate etc.) într-o formă accesibilă maşinilor digitale de calcul, adică cartoane perforate, benzi perforate sau semnale electrice, care acţionează direct calculatorul sau sortatorul. În acest fel, viteza de introducere a datelor în maşină creşte, devenind corespunzătoare cu rapiditatea efectuării operaţiilor de calcul propriu-zis. Performanţele maşinii E. R. A., actualmente sub forma unui prototip mai redus, sînt interesante. Maşina poate recunoaşte cifrele 0—9 şi 6 litere, în pofida diverselor imperfecţiuni grafice sau variaţiilor de execuţie tipografică. Ea poate selecţiona partea utilă a unui document, lăsînd la o parte părţile considerate neinteresante. Viteza actuală este de 120 de caractere pe secundă, dar poate fi crescută la nevoie la 600. Informaţia nu se păstrează în maşină ci se eliberează sub forma de cartoane perforate şi benzi perforate sau este direct introdusă într-un calculator. Principalele organe ale maşinii sînt : tubul catodic care execută baleiajul de explorare al obiectului, „ochiul" fotoelectronic care indentifică poziţia relativă a suprafeţelor albe şi negre, circuitele de corecţie care centrează baleiajul pe un caracter tipografic (există două explorări succesive, de „înregistrare" şi „recunoaştere"), cronometrul-generator de pulsuri, circuitele logice care identifică cifra sau litera şi circuitele de ieşire. *I.L.*

CZ 621—523.8:621—526

Comanda electronică şi servomecanismele. După R. LARGUIER : L'Onde Électrique, 36 (1956), nr. 352 (Iulie), p. 586—596)

Prin numeroase şi variate exemple, autorul articolului arată utilizarea comenzilor electronice în industrie. În acest domeniu, un rol fundamental îl au variatoarele electronice de viteză, constituite dintr-un motor de curent continuu alimentat de către un redresor cu tiratroane, care au o gamă întinsă de posibilităţi, randament foarte bun şi precizie deosebită. Se arată apoi, pe baza unor exemple, utilizarea servomecanismelor în diferite domenii ale industriei, care a condus la obţinerea unor performanţe excepţionale.

Articolul scoate apoi în evidenţă unele aspecte ale colaborării între electronică şi mecanică, care poate furniza mecanicii o precizie şi o calitate de fabricaţie superioară, iar electronicii mijloace de execuţie superioare. Această colaborare poate aduce mari simplificări şi economii în diferite domenii ale tehnicii. Se subliniază că pentru crearea de maşini noi, moderne, nu este suficientă suprapunerea tehnicii noi peste cea existentă, ci trebuie făcută o sinteză : în acest scop trebuiesc creaţi specialişti atît în electronică cît şi în mecanică. *Gh. R. I.*

CZ 621—53

Corelaţia între locul rădăcinilor şi răspunsul tranzitoriu al unui sistem de comandă automată cu contactor. [După ELIAHU I. JURY : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II, p. 427—435].

Evaluarea performanţelor unui sistem de comandă automată cu contactor se face pe baza răspunsului tranzitoriu al acestuia faţă de un semnal funcţie treaptă aplicat la intrare, pe cînd sinteza unui astfel de sistem se poate face cel mai bine pe baza răspunsului la frecvenţă.

Din acest motiv, în scopul sintezei este necesar să se stabilească o legătură între cele 2 tipuri de comportări. În articol se stabileşte această legătură prin intermediul metodei locului rădăcinilor în planul Z. Pe această bază se demonstrează corelaţia între răspunsul tranzitoriu şi localizarea rădăcinilor în planul Z, precum şi legătura între locul frecvenţelor şi locul rădăcinilor, obţinîndu-se astfel legătura căutată între răspunsul la frecvenţă şi cel tranzitoriu. În acest fel se poate dezvolta o metodă de sinteză în domeniul timpului, utilizîndu-se locul unghiului de fază, care reprezintă o generalizare a locului rădăcinilor.

Această metodă de sinteză este ilustrată prin cîteva exemple.

În ultima parte a articolului se prezintă anumite ecuaţii aproximative, referitoare la abaterea maximă şi la momentul în timp corespunzător, fără a se găsi efectiv soluţia răspunsului tranzitoriu. *Gh. R.I.*

CZ 621—53

O metodă de dezvoltare în serie pentru calculul răspunsului tranzitoriu al unui sistem automat din răspunsul său la frecvenţă. [După V. D. STALLARD : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II. p.61—64].

În analiza şi sinteza sistemelor automate, cunoaşterea răspunsului tranzitoriu este de cea mai mare însemnătate. Deoarece determinarea directă şi exactă a acestui răspuns cu ajutorul transformării Laplace prezintă dificultăţi de calcul deosebite în cazul sistemelor de ordin mai înalt, se preferă utilizarea unor metode de calcul aproximative, care să conducă mult mai repede la rezultat. În articol se examinează calcularea răspunsului tranzitoriu la o funcţie treaptă, din cunoaşterea răspunsului la frecvenţă al sistemului. Metoda de calcul constă în înlocuirea răspunsului tranzitoriu la o funcţie treaptă printr-un răspuns periodic echivalent, corespunzînd unui semnal periodic dreptunghiular aplicat la intrare. Perioada

T a semnalului de la intrare se alege cel puţin egală cu de patru ori timpul de răspuns al sistemului. Pe baza acestei echivalenţe se obţine pentru răspunsul tranzitoriu aproximativ al sistemului la o funcţie treaptă, expresia :

$$(1) \qquad X_e(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1,3,..}^{\infty} \frac{\Re_e[Y_0(jn\omega_1)]}{n} \sin(n\omega_1 t)$$

în care $Y_0(j\omega)$ este funcţia de răspuns la frecvenţă a sistemului, iar $\omega_1 = \frac{2\pi}{T}$. În acest fel din cunoaşterea funcţiei $Y_0(j\omega)$ cu ajutorul diagramei atenuare-fază şi din alegerea judicioasă a pulsaţiei ω_1, se poate obţine destul de repede, calculîndu-se numai opt termeni ai seriei (1), răspunsul tranzitoriu dorit. În articol se indică şi un exemplu numeric, care ilustrează aproximaţia foarte bună, obţinută pe baza metodei de calcul dezvoltate. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Determinarea răspunsului la frecvenţă din măsurarea experimentală a răspunsului tranzitoriu neoscilator. [După H. THAL — LARSEN : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II. p. 109—114].

Determinarea performanţelor sistemelor automate pe cale experimentală este de cea mai mare importanţă pentru studiul acestora. Datorită uşurintei de experimentare, se preferă determinarea pe această cale a răspunsului tranzitoriu, pe baza căruia se urmăreşte apoi deducerea răspunsului la frecvenţă corespunzător. În articol se indică o nouă metodă de determinare a funcţiei de transfer şi deci şi a răspunsului la frecvenţă, pe baza cunoaşterii răspunsului tranzitoriu obţinut experimental, în cazul unui răspuns tranzitoriu neoscilator, corespunzător unei funcţii de transfer cu polurile reale. Analiza acestei determinări se face pentru sisteme conţinînd cel mult trei constante de timp, cu care se aproximează sistemele experimentate. Metoda de determinare a funcţiei de transfer constă într-un procedeu grafic de aproximare a constantelor de timp ale funcţiei de transfer, pe baza datelor experimentale, dîndu-se în acest scop şi o serie de curbe utilizate, care exprimă această corespondenţă. În acelaşi mod se poate determina şi timpul de întîrziere introdus de unele sisteme nelineare. În încheiere articolul discută posibilităţile de aplicare ale metodei pentru sistemele de ordin mai înalt, precum şi pentru cele avînd poluri complexe în expresia funcţiei de tranfer. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Analiza erorilor într-un sistem de comandă automată cu contactor [După J. SKLANSKY, J. R. RAGAZZINI : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II p. 65—71].

În proiectarea sistemelor de comandă automată cu contactor, determinarea erorii unui astfel de sistem, ca urmare a aplicării unui semnal standard, este esenţială. Definindu-se eroarea unui sistem ca diferenţa dintre valoarea mărimii de ieşire a sistemului la un moment dat şi valoarea prescrisă a aceleeaşi mărimi, se stabileşte eroarea rezultantă pentru sistemele considerate. Astfel se disting două componente ale erorii, denumite respectiv eroarea organică, datorată constantelor de timp ale sistemului, şi eroarea ondulatorie, datorată contactorului. Determinarea acestor componente ale erorii se face cu ajutorul calculului operaţional şi a transformării Z. În continuare se stabilesc expresii ale componentelor erorii, valabile pentru intervalele de timp dintre momentele de acţionare ale contactorului, în funcţie de parametrii sistemului, precum şi o expresie a mediei patratice a erorii în funcţie de aceleaşi mărimi. Aceste expresii sînt foarte utile în proiectarea sistemelor considerate. În încheiere articolul conţine unele exemple menite să ilustreze teoria dezvoltată. *Gh.R.I.*

CZ 621.373.43

Oscilaţiile de relaxare. [După LUCAS PUN : Automatisme, II (1957) nr. 3, p. 102—109].

Oscilaţiile de relaxare constituie o categorie specială de oscilaţii neliniare care au o mare importanţă datorită numărului mare şi diversităţii fenomenelor pe care le descriu.

Un exemplu tipic de oscilaţie de relaxare îl prezintă experienţa vasului lui Tantal.

Pentru precizare se descrie şi un alt exemplu constituit dintr-un sistem cu basculă.

Prima formă matematică a oscilaţiilor de relaxare, dată de Van der Pol, a fost o ecuaţie diferenţială neliniară, fără dimensiuni :

$$\ddot{y} + \varepsilon(-1 + y^2)\dot{y} + y = 0$$

în care y este mărimea variabilă, iar ε — număr fără dimensiuni — un parametru al sistemului. Din studiul acestei ecuaţii rezultă concluzii asemănătoare cu cele deduse mai sus pe cale experimentală.

În continuare se studiază oscilaţiile produse de un oscilator cu triodă, se arată clasificarea făcută de LE CORBELLIER şi se expune teoria discontinuă a oscilaţiilor de relaxare.

Aceasta se dovedeşte utilă pentru tratarea fenomenelor complicate, de exemplu, multivibratoare, televiziune etc. Expunerea teoriei se face folosindu-se exemplul simplu al descărcării unui condensator printr-un tub cu neon. După explicarea fenomenului prin teoria discontinuă se examinează teoria discontinuă generală a oscilaţiilor de relaxare.

Studiul oscilaţiilor de relaxare în electrotehnică este făcut pe baza experienţei lui Janet şi a maşinii sincrone cu poli aparenţi. Experienţa lui Janet constă în antrenarea cu viteză constantă a unui dinam serie conectat la un motor cu excitaţie separată. Se constată că acesta se roteşte cînd într-un sens cînd în celălalt şi se explică matematic fenomenul.

În încheiere, se arată metodele de studiu ale sistemelor neliniare şi anume metoda analitică, cea topologică şi metoda prin funcţii de transfer. *N.K.*

CZ 621—53

Fluctuaţiile întîmplătoare şi predeterminarea impreciziilor reglărilor industriale. [După M. CUENOD şi L. PUN : Automatisme. II (1957) nr. 5, p. 163—168 şi nr. 6, p. 203—208].

Reglările automate trebuie să fie precise şi stabile, menţinînd mărimea reglată cît mai aproape de cea cerută, indiferent de natura perturbaţiilor care vin să le tulbure. Cu tot caracterul întîmplător al acestor perturbaţii, matematicienii au dovedit că se pot determina parametrii statistici siguri care permit caracterizarea lor.

Metodele de analiză care pot fi folosite pentru predeterminarea impreciziilor unei reglări industriale sînt analiza armonică şi analiza impulsională.

Se ştie că o funcţie oarecare poate fi descompusă în două tipuri de funcţiuni elementare :

— funcţiuni armonice (sinus şi cosinus) al căror ansamblu constituie spectrul funcţiunii ;

— impulsii de o formă oarecare, succedîndu-se cu o cadenţă regulată.

După definirea unor noţiuni de bază se expune principiul predeterminării impreciziilor unei reglări automate cu ajutorul atît a analizei spectrale cît şi a celei impulsionale. Această expunere este urmată de o serie de aplicaţii la unele cazuri tipice şi anume : reglarea statică cu acţiune foarte rapidă, reglarea astatică cu acţiune foarte rapidă, reglarea statică cu acţiune foarte lentă, reglarea statică amortizată lent, reglarea solicitată de o perturbaţie sinusoidală şi reglarea la limita stabilităţii solicitată de o perturbaţie sinusoidală a cărei frecvenţă este egală cu frecvenţa proprie a reglării considerate.

În partea a doua a articolului se dă un exemplu practic de aplicare, luîndu-se în considerare diagrama fluctuaţiilor sarcinii unei reţele electrice, timp de 200 s. După aplicarea analizei spectrale şi a celei impulsionale se face o comparaţie între folosirea lor. Cu toate că ele sînt în principiu echivalente, aplicarea lor practică este diferită deoarece se bazează pe probe de durată foarte limitată.

În concluzie, utilizarea densităţilor spectrale sau a funcţiunilor de auto-corelaţie pentru predeterminarea impreciziilor unei reglări automate corespund la două moduri diferite de a aborda aceeaşi problemă şi pune în evidenţă fiecare cîte unul din cele două aspecte ale ei : aspectul statistic şi aspectul dinamic.

Aspectul statistic constă în extragerea din proba considerată a informaţiilor celor mai complete asupra proprietăţilor statistice ale funcţiei întîmplătoare luate în ansamblul său.

Aspectul dinamic constă în a considera proba ca o funcţie sigură compusă dintr-o serie de impulsuri. Dacă fenomenul este liniar şi dacă se cunoaşte reacţia sistemului pentru fiecare din aceste impulsuri, se poate determina cu precizia dorită reacţia sistemului corespunzînd probei date şi se poate calcula în particular abaterea tip.

În încheiere se demonstrează formula care permite calcularea cu ajutorul analizei impulsionale a abaterii tip de la reacţie, la o funcţie întîmplătoare a unui sistem liniar. *N.K.*

CZ 621.375.3

Note asupra cîtorva proprietăţi fundamentale ale amplificatoarelor magnetice. [După G. LEHMAN : L'Onde Electrique, 37 (1957) 360, p. 262—264].

Întrebuinţate pe scară din ce în ce mai largă din cauza robusteţii lor şi a minimului de întreţinere pe care îl necesită, amplificatoarele magnetice prezintă problema încă nerezolvată a întîrzierii de fază care face dificilă întrebuinţarea lor în servomecanisme. Analizînd funcţionarea celulei fundamentale de amplificare schematizată se pune în evidenţă aşa numita energie de reglaj care este analogă cu energia electrostatică internă în cazul tuburilor electronice sau cu energia magnetică din cîmpul inductor, în cazul dinamului amplificator. Pentru o anumită frecvenţă — de tăiere — puterea de control devine egală cu puterea utilă şi sistemul nu mai amplifică. Din raportul de transmisie al amplificatorului se deduce valoarea defazajului ; acesta poate fi corectat cu ajutorul unei reţele în serie ; printr-o reacţie negativă sau printr-o reacţie pozitivă ; diminuarea unghiului de fază are ca efect o reducere a cîştigului la frecvenţe joase. O soluţie propusă de autor pentru îmbunătăţirea timpului de transmisiune este întrebuinţarea amplificatoarelor mixte (cu transistori şi magnetic). *M.B.*

CZ 621—53

O metodă analitică simplă pentru studiul comportării dinamice a sistemelor de comandă automată lineare. [După M.E. CLYNES : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II, pag. 377—383].

În sinteza sistemelor de comandă automată, cunoaşterea performanţelor răspunsului tranzitoriu este esenţială. Determinarea acestora prin metoda directă a calculului operaţional prezintă însă o serie de dezavantaje. În articol se prezintă o metodă analitică simplă, care permite găsirea performanţelor dinamice ale sistemelor lineare pe baza expresiei funcţiei de transfer a sistemului deschis, eliminîndu-se astfel calculul funcţiei de transfer a sistemului închis, precum şi rezolvarea ecuaţiei caracteristice a sistemului. În articol se dau soluţii generale ale ecuaţiei caracteristice în funcţie de parametrii funcţiei de transfer a sistemului deschis, pentru sistemele cu o singură buclă de reacţie, de tip., 0,1 sau 2, avînd două sau mai multe constante de timp, corecţie derivativă sau derivativo—integratoare, precum şi pentru unele sisteme cu bucle multiple. Rezultatele astfel obţinute sînt exacte pentru o serie de sisteme şi aproximative pentru celelalte, calculîndu-se în aceste cazuri erorile comise. Metoda analitică dezvoltată este însoţită de unele exemple. *Gh. R.I.*

CZ 621—53

O metodă de sinteză preliminară pentru sistemele automate cu bucle multiple complexe. [După D. J., POVEJSIL şi A. M. FUCHS : Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 74 (1955) part. II,. p. 129—134].

Problema sintezei sistemelor automate complexe în conformitate cu anumite performanţe specificate este fundamentală pentru astfel de sisteme. Pînă în ultima vreme sinteza acestor sisteme nu se făcea într-un mod logic, ci prin încercări. În articol se indică o metodă de sinteză logică a sistemelor cu bucle multiple bazată pe compararea ecuaţiei caracteristice a sistemului necorectat cu ecuaţia caracteristică corespunzătoare sistemului corectat avînd performanţele specificate. Pe această bază se expune o metodă sistematică de sinteză din aproape în aproape, care permite îndeplinirea performanţelor cerute sistemului, cu folosirea unui număr minim de căi de reacţie şi de reţele corectoare. Metoda de sinteză astfel stabilită este exemplificată pentru cazul sistemului de comandă automată al zborului unui avion. În încheiere articolul enumeră unele probleme fundamentale privind completarea metodei de sinteză expusă, în legătură cu condiţii de optimizare a comenzii şi cu sistemele neliniare. *Gh. R.I.*

CZ 621—53

Efectul localizării zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer asupra răspunsului tranzitoriu al sistemelor cu contactoare. [După ELIAHU I. JURY : Trans. Amer. Inst. electr, Engrs., 74 (1955) part. II, p. 41—48]

Studiul efectului localizării zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer asupra răspunsului tranzitoriu al unui sistem automat este de cea mai mare însemnătate pentru sinteza acestuia. Un astfel de studiu a fost efectuat pentru sistemele automate cu comandă continuă. Articolul tratează problema similară în cazul sistemelor automate cu contactoare, pentru care se defineşte funcţia de transfer cu ajutorul transformării *Z*. Pe această bază se studiază legătura dintre localizarea zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer, precum şi mărimea maximelor şi a minimelor şi a momentelor în timp corespunzătoare ale răspunsului tranzitoriu la o funcţie dreaptă. În continuare se dau, prin analogie cu sistemele automate cu comandă continuă, anumite teoreme care formulează condiţiile necesare pentru producerea unui răspuns tranzitoriu monoton, respectiv al unui oscilator. Se stabilesc apoi condiţii referitoare la localizarea zerourilor şi polurilor spre a se putea aproxima răspunsul tranzitoriu printr-un singur termen dominant după care se dezvoltă o metodă de sinteză a sistemelor bazată pe o astfel de aproximare. În încheiere articolul conţine o serie de exemple numerice. *Gh.R.I.*

CZ 621—52: 621.371.38

Relaţii între automatică şi electronică. [După F. H. RAYMOND : L'Onde Electrique 36 (1956) nr. 352, p. 597—601].

În prima parte a articolului, se caută să se definească domeniul automaticii, ca o ştiinţă autonomă, legată însă de celelalte ştiinţe şi tehnică. Automatica este strîns legată de noţiunea de informaţie, asociind-o cu cea de energie, în vederea executării unor procese cu program, utile în diverse activităţi. Asocierea între automatică şi noţiunea de informaţie constituie, din punct de vedere principial, un prim aspect al relaţiei între automatică şi electronică.

În continuare, articolul distinge cele două funcţiuni fundamentale dintr-un sistem automat : prepararea şi execuţia comenzii automate. Prima funcţiune este realizată de către maşinile de calcul electronice, care furnizează programul comenzii, iar cea de a doua de către servosistemele propriuzise. Transmiterea informaţiilor sub forma programului prin mijloacele electronicii constituie cel de al doilea aspect al relaţiei dintre automatică şi electronică.

În articol se scoate apoi în evidenţă caracterul statistic al sistemelor automate şi se discută unele perspective ale evoluţiei automaticei, distingîndu-se necesitatea unei normalizări în acest domeniu, precum şi necesitatea unui studiu profund. Pentru automatizarea diverselor procese se impune în prealabil o cunoaştere amănunţită a tuturor fazelor prin care se desfăşoară acestea. *Gh.R.I.*

CZ 621.375.13.016.35: 517.63

Demonstrarea criteriului de stabilitate al lui Nyquist cu ajutorul calculului transformatei Laplace. [După E. A. FREEMAN, J. F. MEREDITH : Wireless Engineer 33 (1956) nr. 12 p. 290—294].

Pentru studiul stabilităţii sistemelor lineare cu reacţie, utilizarea criteriului Nyquist este de cea mai mare însemnătate. Demonstrarea matematică riguroasă a acestui criteriu implică unele complicaţii, care adeseori sînt evitate în dauna rigurozităţii. În cadrul articolului se expune o demonstrare riguroasă a acestui criteriu, folosindu-se calculul cu transformarea Laplace, care conduce la o soluţionare riguroasă mult mai rapidă a problemei. În prima parte articolul stabileşte, pe baza localizării polurilor funcţiei de transfer în planul *s*, condiţia necesară şi suficientă de stabilitate pentru răspunsul la o funcţie treaptă. Această condiţie este apoi generalizată prin demonstrarea faptului că stabilitatea în cazul aplicării unui semnal funcţie treaptă asigură stabilitatea şi în cazul aplicării unui semnal mărginit oarecare. Conditiile necesare şi suficiente de stabilitate sînt apoi interpretate în funcţie de localizarea zerourilor şi polurilor funcţiilor de transfer din calea directă şi de reacţie a unui sistem cu o singură cale de reacţie, dîndu-se şi o interpretare geometrică în funcţie de răspunsul la frecvenţă al sistemului deschis. În încheiere articolul discută cazul unor condiţii iniţiale diferite de zero precum şi acela al unor sisteme cu bucle de reacţie multiple *Gh. R. I.*

CZ 025.135 : 681.177

O nouă tehnică de clasare şi de selectare a documentelor. [După J. SAMAIN : L'Onde Électrique, 36 (1956), nr. 352, p. 671–675].

Pentru centrele de documentare, birouri etc. este foarte importantă problema clasării şi selectării documentelor într-un timp minim. Articolul expune un astfel de procedeu, permiţînd trierea a 600 fişe pe minut în aparatul selector. Se indică mai întîi procedeul de întocmire al fişelor pe pelicule fotografice, pe care înafară de rezumatul respectiv se mai înscriu „coordonatele fişei", care se referă la domeniul tratat în fişe, specialitatea, anul apariţiei, limba în care este scrisă etc. Aceste coordonate se înscriu printr-un sistem de codare cu ajutorul unor spaţii luminoase şi a unora obscure. O dată fişele astfel întocmite, pot fi clasate şi selectate cu ajutorul unui aparât numit selector. În acest fel se pot extrage fişele care au anumite coordonate prescrise sau se pot clasa fişele într-o anumită ordine determinată. Selectorul funcţionează pe următorul principiu : fişele introduse sînt explorate cu un aparat de citire electronic conţinînd o celulă fotoelectrică, care este influenţată de combinaţia respectivă de pătrăţele transparente şi opace ale fişelor. De fiecare dată cînd aparatul electronic de citire întîlneşte combinaţia de citire pentru care a fost reglat (adică coordonata prescrisă), se emite un impuls electric care declanşează un electromagnet care la rîndul său, cu ajutorul unei palete, acţionează asupra fişei, îndepărtînd-o. Selectorii actuali pot fi reglaţi simultan pentru cinci coordonate. Dacă fişele se păstrează în casete, nepuse la întîmplare ci preselectate pe compartimente în funcţie de anumite coordonate distincte (operaţie care se efectuează în prealabil tot cu ajutorul selectorului), atunci capacitatea de explorare a selectorului se măreşte considerabil (pînă la cîteva milioane de fişe în cîteva minute), deşi nu toate aceste fişe trec efectiv prin selector. Metoda de selectare şi clasare a fişelor este importantă nu numai în biblioteci şi centre de documentare, dar chiar şi în birouri fiind legată de tendinţele actuale de automatizare a activităţii din birouri.

Gh. R. I.

CZ 681.128.6—523.8

Controlul şi indicaţia nivelului prin mijloace electronice. [După V. THOMAS şi J. WYATT : Instrument Practice, 2 (1957)4, p. 361–366].

Articolul cuprinde două părţi, şi anume : descrierea a trei tipuri de aparate electronice indicatoare de nivel şi enumerarea aplicaţiilor acestora în diverse procese industriale. Aparatul de tip TEKTOR are un traductor capacitiv sensibil la variaţiile de nivel ale materialului controlat, care modifică constanţa dielectrică medie a sistemului. Variaţiile capacităţii provoacă modificarea curentului anodic al unui tub montat ca oscilator. Aparatul acţionează un releu, la atingerea unor nivele prestabilite. Alt aparat, de tip TELSTOR dă o indicaţie continuă a nivelului. Traductorul capacitiv de acelaşi tip este introdus într-o punte care lucrează dezechilibrată. Execuţia ambelor aparate permite instalarea lor în condiţii deosebit de grele : temperaturi ridicate, umiditate, mediu corosiv, vibraţii şi şocuri, cerinţe de igienă pentru industria alimentară. Aplicaţiile sînt multiple : controlul nivelului în rezervoare şi silozuri, al încărcării benzilor rulante şi vagonetelor etc. Substanţele pot fi lichide sau solide sub formă granulară sau chiar în fragmente mari (ca, de exemplu, cărbunele). Al treilea tip de aparat, AQUATROL, este specializat pentru nivelul lichidelor care conţin apă. El lucrează prin contact direct între unul sau mai mulţi electrozi şi lichidul conductor.

Aparatele sînt produse de firma britanică Fielden Electronics Ltd. *I. L.*

CZ 621.374

ELECTRONICA

Despre calculul circuitelor de formare a impulsurilor dreptunghiulare. [După P. M. MATHANOV : Radiotehnica, 12(1957)7, p. 23–29]

Circuitele pentru formarea impulsurilor de tensiune de formă dreptunghiulară sînt foarte utilizate în modulatoarele puternice de impulsuri. Aceste circuite trebuie să asigure durate scurte ale frontului, netezimea crestei impulsului cu un număr mic de elemente de formare, pierderi mici de energie şi de asemenea, pe cît posibil, să se ia în consideraţie capacitatea sarcinii.

În articol este dat calculul acestor circuite de formare a impulsurilor dreptunghiulare. Spre deosebire de alte metode de calcul, autorul articolului foloseşte metoda sintezei circuitelor cu funcţii de timp.

Metodele existente de calcul se reduc, în general, la următoarele : în calitate de circuit de formare cu constante concentrate se alege un dipol reactiv ce se leagă în serie cu rezistenţa sarcinii. Parametrii circuitului se aleg din condiţia abaterilor patratice minime ale caracteristicii tranzitorii în comparaţie cu caracteristica tranzitorie a liniilor lungi. Prin acest calcul se neglijează atenuarea. Se consideră fără sarcină atît circuitul însuşi, cît şi segmentul de linie lungă.

Deşi în multe cazuri calculele după aceste metode dau rezultate satisfăcătoare, totuşi ele nu sînt lipsite de unele neajunsuri ; se neglijează impedanţa sarcinii şi de asemenea capacitatea ce şuntează rezistenţa sarcinii. Adesea nu este permis să se neglijeze capacitatea sarcinii, de exemplu pentru circuitele de formare care lucrează cu transformatoarele ridicătoare de impuls, sau cu sarcină capacitivă mare.

Aici se indică metoda de calcul al circuitelor de formare, lipsită de neajunsurile amintite.

Rezolvarea problemei se realizează pe baza sintezei circuitului avînd date cele două funcţii de timp (la intrare şi ieşire). Ca şi pentru orice problemă de sinteză, soluţia constă din două părţi : obţinerea funcţiei de transmisie a circuitului şi construirea circuitului însuşi după funcţia găsită.

Aproximarea riguroasă a unei funcţii dreptunghiulare discontinue reprezintă o problemă foarte dificilă, iar pentru circuite cu constante concentrate, în număr finit, chiar imposibilă. Aşa cum în practică ne putem mulţumi cu fronturi finite este de dorit ca de la început să limităm viteza de creştere şi descreştere a funcţiei (eliminînd discontinuităţile).

Aproximaţia se realizează în domeniul complex de frecvenţă cu ajutorul funcţiilor hiperbolice, folosind primii multipli ai produselor infinite. Metodica de calcul este simplă şi dă posibilitate să se ia în consideraţie capacitatea sarcinii. În articol sînt expuse date ale cercetărilor experimentale cu circuitele de formare obţinute. *G. B.*

CZ 621.375.4 : 621.372.5

Unele probleme ale aplicării teoriei cuadripolilor la calculul circuitelor ce conţin transistoare. [După H. I. CERNE : Radiotehnica, 12(1957)7, p. 41–50].

În articol, autorul deduce corespondenţa care permite utilizarea concluziilor şi a formulelor teoriei generale a cuadripolilor în calculul circuitelor conţinînd transistoare.

Este cunoscut faptul că, în cazurile în care un transistor lucrează cu semnale relativ mici, sub orice formă de conectare, el poate fi considerat ca un cuadripol liniar nereversibil. În aceste cazuri, pentru analiza circuitelor complexe cu transistoare, ca de exemplu : amplificatoare cu mai multe etaje, scheme cu neutralizarea reacţiei negative interne a transistor lor etc., pot fi folosite metodele dezvoltate în teoria cuadripolilor. Astfel, se simplifică enorm operaţiile de calcul, avînd la dispoziţie nenumărate formule de calcul, cunoscute din teoria cuadripolilor.

Cu toate acestea, la utilizarea lor în practică se întîmpină greutăţi mari datorită notaţiilor diferite ale unor parametri şi necorespunderii sensurilor de curenţi, utilizaţi în literatura de specialitate despre transistoare cu cele folosite în teoria cuadripolilor. Din această cauză adesea sînt necesare recalculări suplimentare, complexitatea cărora reduce la zero economia de timp. Pentru aceasta, este interesant să se obţină relaţiile de corespondenţă care să simplifice utilizarea formulelor şi tabelelor cunoscute din teoria generală a cuadripolilor, în calculul circuitelor cu transistori. Scopul acestui articol este de a expune deducerea relaţiilor de corespondenţă amintite.

Sînt reproduse formulele rezultate din teoria generală a cuadripolilor şi sensul curenţilor corespunzători pe schemă. Alăturat se deduc formulele pentru calculul schemelor echivalente cuprinzînd transistoare.

Deoarece pentru calculul circuitelor reprezentînd o combinaţie de cuadripoli este de dorit să existe formule care să

exprime fiecare parametru al cîte unui sistem de parametri ai cuadripolului, prin parametrii celorlalte sisteme, autorul studiază şi aceste legături între diferiţii parametri ai cuadripolului.

Articolul se încheie cu un exemplu de calcul al circuitelor conţinînd transistoare. *G. B.*

CZ 621.314.7

Teoria proiectării transistoarelor cu barieră de potenţial spaţial lărgită [După W. GÄRTNER: Proc. Inst. Radio Engng. (1957) p. 1392—1400]

Autorul prezintă o nouă clasă de transistoare de înaltă frecvenţă, cu barieră de potenţial spaţial lărgită. Funcţionarea la frecvenţe înalte a transistoarelor obişnuite este împiedicată de timpul de trecere al undei purtătoare de la emiter la colector. Într-un transistor de înaltă frecvenţă acest timp trebuie să fie scurt comparat cu frecvenţa la care se lucrează şi să existe o slabă dispersie a pulsurilor purtătoarei în timpul de trecere. Aceste două cerinţe sînt satisfăcute prin crearea unor cîmpuri electrice puternice în stratul dintre colector şi emiter astfel ca atunci cînd purtătoarea se injectează în această regiune, ea să străbată spaţiul emiter-colector cu o viteză apreciabilă. Acesta este principiul de bază al unei noi clase de transistoare de înaltă frecvenţă, transistoarele DLT care se prevede a putea lucra chiar în domeniul microundelor.

În articol se studiază modelele structurale ale acestui nou tip de transistor, şi se dau ecuaţiile de bază. Se analizează problema timpului de tranzit, a cîştigului şi a stabilităţii. Se menţionează problema zgomotului care nu a fost încă atacată. *M. B.*

CZ 621.318.1:621.37/38

Aplicaţiile feritelor în electrotehnică. [După G. DELYEN; Cables et Transmission, 11 (1957)4, p. 356—376]

Datorită proprietăţilor lor remarcabile, feritele au pătruns în electronică din ce în ce mai mult în ultimii ani, fiind întrebuinţate în diverse scopuri:

În transformatoarele de putere unde puterea de transmisie este limitată de randament şi de încălzirea miezului.

În inductanţele de putere. În ambele cazuri se dau curbe şi tabele de performanţe.

Ca elemente neliniare, feritele se întrebuinţează în generatoarele de armonice, avînd un ciclu histerezis convenabil; se utilizează de asemenea în modulatoarele magnetice de amplitudine şi de frecvenţă, cum şi în etajele de putere ale amplificatoarelor magnetice.

Se descrie de asemenea principiul de întrebuinţare a feritelor ca memorii magnetice cu citire prin ştergere sau cu citire permanentă. Pentru toate cazurile citate se indică tipurile adecuate de ferite.

Din diferitele alte întrebuinţări ale feritelor se mai citează magneţii permanenţi realizaţi cu ferite de cobalt şi de barium, acceleratoarele de particule de mare putere etc.

Studii noi promit realizări interesante în special în domeniul dispozitivelor neliniare. *M. B.*

CZ 621.318.1

Feritele. [După A. VASSILIEV; Annales de Radioélectricité, 12(1957) nr. 50, p. 337—362]

Acest articol este format din două părţi; prima parte cuprinde o privire asupra elementelor de bază ale feromagnetismului şi un studiu sumar al teoriei ferimagnetismului. În partea a doua autorul studiază proprietăţile tehnice ale feritelor şi descrie cîteva cazuri tipice de întrebuinţare. Se studiază variaţia permeabilităţii magnetice cu frecvenţa, cu temperatura şi cu cîmpul exterior, dîndu-se curbele şi formulele reprezentative ale fenomenului. Se defineşte permeabilitatea aparentă a feritelor şi noţiunea de rezonanţă spaţială.

Se analizează apoi principalele grupe de compoziţie ale feritelor comerciale, ca feritele nichel-zinc, magneziu-zinc etc., indicîndu-se proprietăţile fiecărora.

Se studiază apoi, ca performanţe şi realizare practică, antenele cadru cu ferite, transformatoarele de putere, transformatoarele de impulsuri, filtre cu magnetostricţiune, generatoare de armonice etc. În încheiere se analizează diversitatea de tipuri de ferite existente, insistîndu-se asupra unei normalizări internaţionale. *M. B.*

CZ 621.316.722:621.314.7

Regulator de tensiune cu transistoare. [După R. H. SPENCER şi T. S. GRAY: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75(1956) part. I, p. 15—17]

În articol se studiază un montaj simplu de regulator de tensiune cu un transistor cu joncţiuni, bazat pe proprietăţile specifice acestuia: cîştig de tensiune important şi rezistenţă de emiter redusă.

Circuitul respectiv este constituit dintr-un transistor cu joncţiuni cu baza la masă, avînd intrarea pe colector şi ieşirea pe emiter. Se studiază pentru acest montaj variaţiile tensiunii de ieşire în funcţie de variaţiile tensiunii de intrare, definindu-se un factor de stabilizare F şi o rezistenţă de ieşire $R_{eş}$. Pentru un exemplu concret se obţin rezultate foarte bune: $F = 5.10^{-4}$ şi $R_{eş} = 29\Omega$.

Drept tensiune de referinţă de polarizare a bazei, se propune utilizarea unor diode cu siliciu, care în regiunea Zener funcţionează ca regulatoare de tensiune.

Se indică în acest fel circuite practice folosite, cum şi o comparaţie între rezultatele experimentale obţinute şi cele predeterminate prin calcul. Faţă de montajul similar cu tuburi electronice, montajul cu transistor studiat are performanţe superioare în ce priveşte valorile lui F şi ale lui $R_{eş}$, fiind limitat doar de ordinul de mărime al curentului de sarcină care poate fi suportat de tranzistorul respectiv. *Gh. R. I.*

CZ 621.387.4:621.374

Despre posibilitatea construirii unui analizator rapid de amplitudine. [După V. O. VIAZEMSKI: Radiotehnica i Electronica, 2(1957)4, p. 507—509].

Actualmente în literatură sînt descrise destule analizatoare cu multe canale, cu timpul de rezoluţie de ordinul microsecundelor. Funcţionarea lor rapidă nu se poate obţine, decît în cazul complexităţii extreme a analizatorului, cuprinzînd şi contoare electromecanice. Observarea formei spectrului în aceste aparate este foarte dificilă şi necesită operaţii suplimentare, de exemplu pentru obţinerea histogramelor este necesară construcţia grafică sau developarea filmelor.

Autorul articolului studiază posibilitatea construirii analizatoarelor cu timpul de rezoluţie de ordinul 10^{-5} s lipsite de neajunsurile amintite.

Schema ce se propune este constituită pe baza principiului „cuantificării" semnalului, conţinînd tot atîtea stări stabile cîte canale posedă analizatorul. În sistem pot fi folosite tuburi electronice obişnuite sau comutatoare electronice, însă se preferă tuburi catodice folosite în tehnica cuantificării care au primit denumirea de tuburi de cuantificare.

În articol este dată schema bloc a analizatorului şi principiul de funcţionare.

Timpul de rezoluţie al analizatorului se determină ca suma duratelor de cuantificare, de înregistrare şi a duratei frontului anterior al impulsului de cercetat.

Ca părţi dificile întîlnite în construcţia acestor analizatoare pot fi socotite: necesitatea unei ecranări magnetice riguroase a tubului de cuantificare şi necesitatea folosirii surselor de alimentare cu tensiune ultrastabilă.

Unele dificultăţi tehnice prezintă de asemenea şi construcţia tubului de cuantificare.

În încheiere, autorul subliniază că încercările preliminare ale unui tub de cuantificare cu 25 de canale au confirmat utilitatea acestora în construcţia analizatoarelor rapide. Timpul de cuantificare măsurat în schema de probă s-a dovedit a fi de $(0{,}7 \ldots 1)\ 10^{-6}$ s. *G. B.*

CZ 621.375.132.016.35

Studiul stabilităţii unui amplificator de putere cu reacţie negativă pentru audiofrecvenţă. [După M. ROGGERO: Elettronica, 6(1957) 3, p. 128—145].

Se studiază cazul unui amplificator audio de putere de înaltă calitate. Distorsiunile trebuind să fie foarte mici în toată gama audio este necesară aplicarea unei reacţii negative puternice. La frecvenţele joase şi înalte, unde amplificarea etajelor are tendinţă să scadă, se produce o scădere destul de rapidă şi o tensiune de reacţie βA unde $A = A_1 A_2 A_3 \ldots A_n$. Această scădere a reacţiei negative împreună cu o rotire a fazei tensiunii de reacţie care poate ajunge pînă la

180° dau posibilitatea intrării în oscilaţie, periclitînd stabilitatea sistemului la frecvenţe joase şi înalte. Autorul indică o metodă de proiectare a amplificatorului — cu mai multe etaje — luînd precauţiile necesare pentru asigurarea stabilităţii schemei. Aceasta se face studiind curbele de variaţie a mărimii şi fazei amplificării etajelor şi tensiunii de reacţie şi asigurîndu-ne că la rotirea fazei de 180° există încă o tensiune de reacţie negativă pentru a împiedica oscilaţia. Autorul studiază separat cazul frecvenţelor joase şi înalte construind de fiecare dată diagrama lui Nyquist şi indicînd diferite reţele de corecţie în bucla de reacţie necesare la frecvenţe înalte unde pericolul de oscilaţie este mai pronunţat. Se dă un exemplu practic de calcul. *M. B.*

CZ 621.373.431.1:621.375.132

Multivibrator cu reacţie negativă. [După I. S. LIBIN: Radiotehnica şi electronica 2(1957) 6. p. 809—810].

Folosirea multivibratoarelor în diferite aparate este limitată adesea din cauza lipsei de stabilitate a frecvenţei generate, provocată de variaţii ale tensiunii de alimentare.

Autorul articolului studiază schema din fig. 1 a unui multivibrator cu reacţie negativă, care înlătură în mare măsură neajunsul amintit.

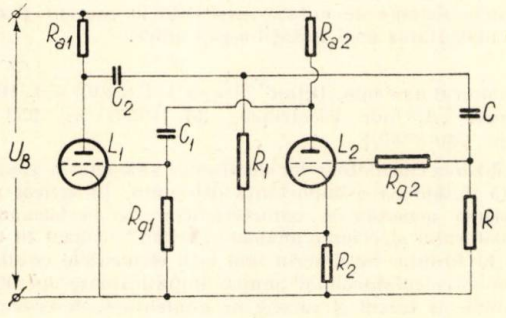


Fig. 1 Schema unui multivibrator cu reacţie negativă

Particularitatea acestei scheme constă în aceea că mulţumită divizorului de reacţie negativă R_1R_2 o parte din tensiunea anodică a tubului L_1 este preluată, cu fază inversă, de grila tubului L_2. Reacţia negativă şi existenţa rezistenţei $R_g \gg R$ în circuitul grilei tubului L_2 nu conturbă condiţia de creare în schemă a pulsaţiilor dreptunghiulare. Forma pulsaţiilor se păstrează şi pe rezistenţa R_2, dacă valoarea capacităţii C_2 se alege destul de mare.

Acţiunea de stabilizare a reacţiei negative se datoreşte faptului că, prin existenţa ei, momentul de basculare a schemei este determinat nu numai de către caracteristica tubului L_2 dar, în deosebi, de valoarea semnalului la grila tubului L_2 ce trece prin divizorul de reacţie negativă.

Deoarece valoarea acestui semnal se schimbă concomitent cu variaţia tensiunii sursei de alimentare, frecvenţa oscilaţiilor multivibratorului variază într-o măsură neglijabilă.

Experienţa efectuată cu un astfel de multivibrator a dovedit o variaţie a frecvenţei oscilaţiilor mai mică de $\pm$ 0,2 %, la o variaţie de $\pm$ 10 % a tensiunii sursei de alimentare.

În articol, autorul, presupunînd basculareа instantanee a schemei, relevă existenţa unei valori optime a reacţiei negative care asigură stabilitatea maximă a multivibratorului. *G. B.*

CZ 621.375.4 012

Studiu comparativ al performanţelor a trei tipuri de preamplificatoare cu transistoare, cu emiterul la masă. [După A. N. DE SAUTELS: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 75 (1956) part. I., p. 17—25].

În cadrul articolului se studiază comparativ, din punctul de vedere al problemelor de proiectare şi al performanţelor, trei tipuri de amplificatoare cu transistoare cu trei etaje, cu emiterul la masă, cu cuplaj RC, cu cuplaj prin transformatoare şi cu cuplaj direct. Rezultatele calculate teoretic privitor la cîştigul de putere şi la impedanţele de intrare şi ieşire ale fiecăruia din aceste trei tipuri de amplificatoare, sînt comparate cu cele obţinute experimental. Se indică, în plus, comportarea acestor amplificatoare faţă de variaţiile de temperatură, ca şi răspunsul la frecvenţă al fiecăruia dintre ele. Pe aceste baze se scot în evidenţă avantajele şi dezavantajele celor trei tipuri de montaje considerate. În ultima parte a articolului se indică relaţiile de proiectare ale amplificatoarelor studiate, atît în ce priveşte valorile elementelor de circuit corespunzînd unei anumite stabilizări faţă de variaţiile de temperatură, cum şi calculul cîştigului de putere, cît şi calculul răspunsului la frecvenţă al schemelor considerate. *Gh. R. I.*

CZ 681.142

Programarea liniară a unui calculator electronic analogic. [După B. J. PYNE: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs 75 (1956) part. I, p. 139—143].

În cadrul articolului se prezintă o metodă de efectuare a programării unui calculator electronic analogic, conţinînd elemente calculatoare tipice şi destinat rezolvării unei probleme matematice formulată printr-o serie de ecuaţii liniare. Gradul de complexitate al problemei care poate fi rezolvată se arată a fi limitat de numărul amplificatoarelor operaţionale disponibile, cît şi de numărul de căi de intrare în aceştia. În articol se consideră o anumită problemă de maximalizare a unei funcţii de n variabile cu m legături, căreia i se prezintă o interpretare geometrică precum şi o schemă de rezolvare cu un calculator electronic analogic constituit din n integratoare sumatoare, m amplificatoare sumatoare şi m contactoare, constituite din diode. În continuare se tratează problema scării mărimilor care intervin în calcule şi se discută cîteva principii generale de programare. *Gh.R.I.*

CZ 621.375.4.029.3

Proiectarea optimă a unui amplificator audio cu transistor, cu emiterul la masă. [După L. M. VALLESE: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs., 75 (1956), part. I, p. 391—395].

În cadrul articolului se expune o metodă analitică pentru determinarea condiţiilor optime de lucru ale unor amplificatoare cu transistoare cu emiterul la masă, corespunzînd puterii utile maxime. Metoda se bazează pe liniarizarea caracteristicilor de intrare şi ieşire ale transistorului, ţinînd însă seama de anumite limitări impuse de curburile iniţiale ale acestor caracteristici, cum şi de puterea disipată în colector, ca şi de valorile maxime ale tensiunii şi curentului de colector. Tratarea se face în două cazuri distincte: pentru amplitudinea curentului de intrare dat şi pentru amplitudinea tensiunii de ieşire dată. În ambele cazuri se tratează amplificatorul cu cuplaj RC, amplificatorul cu cuplaj prin transformator, cum şi amplificatorul în contratimp.

În ultima parte, articolul tratează evaluarea distorsiunilor introduse de neliniaritatea caracteristicilor curentului de colector, cum şi un exemplu numeric de aplicare al relaţiilor stabilite. *Gh. R.I.*

CZ 621.383.27

Progrese recente în studiul şi fabricarea tuburilor fotomultiplicatoare. [După D. GENSOLLEN: Industries Atomiques (1957) 7-8, p. 83-87].

Articolul este o introducere în tehnica fotomultiplicatoarelor, scris de un inginer din sectorul industriei producătoare. Principiul şi dispoziţia constructivă sînt exemplificate pe o serie de fotomultiplicatoare franceze seria 51 AVP...54 AVP.

Avantajul fotomultiplicatorului, bazat pe fenomenul emisiei electronice secundare, faţă de o celulă fotoelectrică urmată de un amplificator electronic, este un raport mult mai favorabil semnal/zgomot, ce permite detectarea fluxurilor luminoase extrem de reduse şi scurte. Problemele construcţiei fotomultiplicatoarelor sînt tratate concret pe tipul 51 AVP. Fotocatoda de 32 mm diametru din antimoniură de cesiu are răspunsul maxim la 4 200 A şi posedă feţe optic plane şi paralele. Multiplicatorul este constituit din 11 dinode în structură liniară, curentul de ieşire mediu fiind de circa 2 mA. Optica electronică este astfel studiată ca să asigure o bună liniaritate, un timp de tranzit identic pentru toţi electronii, adică impuls scurt la ieşire (6.10^{-9} s), colectarea tuturor electronilor din dinodă în dinodă. Se acordă atenţie mijloacelor de eliminare a curenţilor paraziţi (curenţi de întuneric), care reprezintă o sursă de zgomot. Cauzele acestor curenţi sînt: emisia termionică a fotocatodei şi a dinodelor, emisia „rece" de cîmp intens, ionizarea resturilor de gaz, fluorescenţa sticlei, curentul de fugă prin rezistenţa de izolaţie. *I. L.*

CZ 621.314.7.012

Despre cercetările asupra particularităţilor funcţionării triodelor semiconductoare în schemele neliniare. [După V. V. MIGULIN: Radiotehnica i electronica, 2 (1957) 9, p. 1091—1095].

În articol se fac consideraţii de bază care justifică necesitatea cercetării speciale a unor serii de scheme care folosesc triode semiconductoare.

În legătură cu specificul funcţionării sistemelor de triode semiconductoare. se arată factorii principali care deosebesc triodele semiconductoare de tuburile electronice. Se accentuează asupra inerţiei mult mai mari decît în tuburile electronice şi caracterul de dispersiune al proceselor care se produc în triodele semiconductoare, asupra valorii mult mai mici a rezistenţelor la intrare, iar în unele cazuri şi ale celor de ieşire care în acelaşi timp depind foarte mult de regimul şi valorile momentane ale tensiunilor aplicate; asupra necesităţii luării lor în consideraţie a unor capacităţi specifice care nu se pot asemăna cu capacităţile dinamice ale tuburilor electronice obişnuite.

În continuare, se arată că studiul dispozitivelor cu triode semiconductoare poate fi realizat cu ajutorul schemelor echivalente corespunzătoare, în diverse moduri. Una din metode este aceea a cercetărilor liniare. Considerîndu-se elementele schemei constante, dar ţinînd seama de folosirea triodelor semiconductoare în diferite regimuri de funcţionare, se folosesc în diverse etape ale proceselor valori diferite ale parametrilor şi chiar scheme echivalente diferite — aşa numita cercetare pe porţiuni. O altă metodă este acea de cercetare a dispozitivelor cu triode semiconductoare cu ajutorul schemei echivalente însă cu parametri care variază o dată cu variaţia mărimilor i_k şi u_3. În acest caz este foarte importantă alegerea justă a schemei echivalente şi găsirea raporturilor corespunzătoare care determină valoarea parametrilor schemei echivalente. Autorul informează asupra lucrărilor consacrate cercetărilor sistemelor neliniare, cu triode semiconductoare şi deduce necesitatea cercetărilor sistematice ce trebuie făcute în acest domeniu. *V.N.*

CZ 621.316.722.1.025

Stabilizarea surselor de c.a. [După O. E. DZIERZYNSKI: Wireless World, 63(1957) 10, p. 491—496].

Autorul aruncă o privire generală asupra diferitelor sisteme de stabilizare de c. a., scoţînd în evidenţă avantajele şi dezavantajele fiecăruia. Ceea ce se cere unui stabilizator de tensiune este precizia stabilizării (variaţii nu mai mari de ±2%, de exemplu, rapiditatea de acţiune (intervalul de timp în care variaţia este compensată), apoi nedistorsionarea undei de la intrare (circuitele de stabilizare ce utilizează elemente neliniare ca inductanţe saturate introduc asemenea distorsiuni) şi în sfîrşit, puterea stabilizată necesară.

Autorul descrie circuitele simple de stabilizare: cu bareter în primarul transformatorului, cu inductanţă la saturaţie, cu termistor, arătînd performanţele şi caracteristicile. Urmează analiza sistemelor de stabilizare complexe în care un nivel de referinţă şi tensiunea de la ieşire alimentază un detector de eroare. Se descriu sistemele de stabilizare ce utilizează părţi mobile (servomotoare acţionate de ieşirea detectorului de eroare); se descrie tipul de stabilizator ce utilizează amplificatoare magnetice, cum şi avantajele ce rezultă. *M.B*

CZ 621.385.032.213

Catodele termionice moderne. [După R. W. FANE: Wireless World, 63 (1957) 10, p. 488—490.]

Autorul face o trecere în revistă a principalelor tipuri de catode cunoscute pînă în prezent, comparîndu-le între ele. S-a urmărit obţinerea unor catode rezistente la bombardamentul ionilor, la şocurile mecanice şi termice şi, în acelaşi timp, cu o bună şi stabilă densitate de curent. Alegerea materialului se face considerînd punctul de topire, uşurinţa prelucrării şi funcţia de lucru (emisia). Autorul împarte catodele existente în trei tipuri: catode din metale pure; catode acoperite cu un film atomic; catode acoperite cu oxizi.

Din prima categorie fac parte catodele din tungsten, robuste, dînd 500 mA/cm² la 2 300° şi avînd o durată de aproximativ 10 000 ore. Din categoria a doua, fac parte catodele acoperite cu un strat foarte subţire de bariu sau toriu. Se descriu diferitele moduri de realizare a acestor catode cu proprietăţile respective. Din a treia categorie fac parte catodele acoperite cu oxizi de metale pămîntoase (bariu, stronţiu etc.). Autorul compară cele trei tipuri de catode, indicînd avantajele şi dezavantajele fiecăruia cum şi utilizarea lor în diferitele tipuri de tuburi conform destinaţiei respective (ca tub de putere, ca tub de înaltă frecvenţă etc.). Rezultatele sînt sintetizate într-o tabelă. *M. B.*

CZ 621.314.7.061: 003.62

Simbolurile semiconductoarelor. [După P. M. THOMPSON şi BATESON: Wireless World, 63 (1957) 11, p. 525—528].

Autorul a dezvoltat un sistem logic de reprezentare grafică a semiconductoarelor în diferitele întrebuinţări pe care le au, ca diode, transistori etc. Ceea ce se cere simbolului unui semiconductor este de a prezenta semiconductorul într-o schemă, indicînd caracteristicile sale principale într-o formă uşor de recunoscut, de desenat şi ţinut minte; de asemenea simbolul trebuie să fie adaptabil oricărui tip nou de semiconductor. Autorul trece în revistă diferitele moduri de întrebuinţare şi conectare a semiconductoarelor indicînd reprezentarea grafică cea mai nimerită. De asemenea, se indică şi modul optim de reprezentare a acestor elemente într-o schemă completă. Autorul face şi o comparaţie între diferitele sisteme de notaţie existente în prezent şi evidenţiază necesitatea unei notaţii logice unice. *M. B.*

CZ 681.142

Calculatorul analogic „Djinn". [După J. GIRERD şi A. RIOTTE: rev. „L'Onde Electrique, 36 (1956) nr. 353 — 354 p. 780—786.]

Utilizarea calculatoarelor electronice analogice a căpătat în ştiinţă şi tehnică o importanţă deosebită. În articol se face descrierea generală şi caracteristicile de performanţe ale calculatorului electronic analogic „Djinn" realizat în ultimul timp în Franţa. Se descriu mai întîi elementele constitutive lineare ale calculatorului şi anume amplificatoare operaţionale, circuitele de calcul şi sursele de alimentare, descrierea fiind însoţită de prezentarea performanţelor tehnice de funcţionare şi anume se indică următoarele caracteristici mai importante ale amplificatorilor.

— amplificarea în gol 5.10^5 (pe o impedanţă > 150 kΩ)
— amplificarea pentru sarcina nominală $1{,}5.10^5$ (imped. de sarc. 10k Ω)
— frecvenţa de tăiere 250 kHz
— puterea de ieşire în banda lineară: 1 W.
— gama de liniaritate: — 100 V la + 100 V.
— nivelul de zgomot la ieşire < 0,2 mV.
— deriva raportată la intrare mai mică decît 0,3 mV

precum şi ale surselor de alimentare:

Astfel pentru sursa de alimentare stabilizată dînd o tensiune de 250 Vc.c.

— cîştigul în circuitul deschis de stabilizare: 40 000
— rezistenţa internă $< 3.10^5$ Ω la 1 000 Hz.
— nivelul de zgomot 5 mV
— debit total admisibil 200 mA

Pentru celelalte surse de 135 V, 400 V, + 100 V la —100 V, se indică caracteristici de acelaşi ordin de mărime.

Urmează apoi descrierea elementelor funcţionale neliniare şi anume multiplicatorii electromecanici şi electronici şi generatorii de funcţiuni. Descrierea elementelor componente ale calculatorului este însoţită de numeroase fotografii, care evidenţiază o serie de detalii constructive.

În ultima parte articolul conţine o serie de date în legătură cu modul de utilizare al calculatorului în vederea efectuării anumitor operaţii de calcul şi în vederea simulării diferitelor sisteme fizice , precum şi date în legătură cu precizia care poate fi obţinută în calcule, legată de caracteristicile tehnologice ale pieselor componente şi ale amplificatorilor operaţionali, indicîndu-se în acest caz caracteristicile pieselor componente:.

— rezistenţe cu carbon de valoare 2 MΩ ± 0,2 % şi avînd un coeficient de temperatură $- 0{,}5 \times 10^{-3}$ ‰ pe grad Celsius.
— condensatorii din stiroflex, de valoarea 0,5 μF ± 0,1%, avînd o rezistenţă de izolament > 10^7 MΩ şi un coeficient de temperatură de $- 2 \times 10^{-7}$ pe grad C

precum şi dispozitivul de compensare al derivei amplificatorilor. *Gh. R. I.*

CZ 621.375.4

Transistoare de putere. [După DUGAS şi GROSVALET : L'Onde Electrique 37 (1957) 360, p. 231—234].

Autorii calculează şi prezintă diagramele puterii disipate de transistor, făcînd să apară limitările ce intervin în funcţionarea transistoarelor de putere. Se deosebesc cinci zone în funcţionare din punct de vedere termic.

Se analizează apoi problema frecvenţei maxime trecute precum şi a cîştigului.

Se analizează apoi problemele constructive determinate de : 1) disipaţia termică şi 2) proprietăţile electrice ale transistoarelor de putere. Se ţine seama de tensiunea maximă aplicabilă colectorului şi de curentul său de saturaţie. Transistoarele sînt prevăzute cu o aripioară de răcire din cupru care se pune, de obicei, la colector, eventual izolată de acesta printr-un strat subţire de izolant (mică etc.). Se obţin astfel transistoare de putere avînd un cîştig în curent mai bun decît 10, la un curent colector de 2 A cu o creştere de temperatură de 7°/W şi prevăzuţi cu o aripioară de dimensiuni : 10 × 10 cm.

În general problema transistoarelor de putere este privită sub aspectul compromisului : frecvenţă maximă utilizabilă, putere maximă de ieşire care determină schimbări de principiu în fabricaţie. *M.B.*

CZ 620.179.16

Tehnica impulsurilor cu funcţie treaptă pentru măsurători ultrasonice. [După Electronic Engineering, 29 (1957), 348].

Încercarea materialelor şi măsurarea grosimilor cu ajutorul ultrasunetelor era practicată pînă nu de mult la secţiuni de cel puţin 6 mm grosime (folosirea undelor transversale pentru valori mai mici prezintă o serie de neajunsuri). În Anglia a fost pusă la punct o metodă nouă, care permite studiul direct al secţiunilor de 2,5—6 mm.

Faţă de sistemele convenţionale cu trenuri de unde amortizate, metoda impulsurilor cu funcţie treaptă foloseşte o undă dreptunghiulară a cărei durată este suficient de mare pentru ca ecourile produse de frontul undei să ajungă înapoi înainte ca frontul „din urmă" să afecteze receptorul.

În sistemul propus, o funcţie treaptă electrică comandă un cristal emiţător care produce o undă dreptunghiulară de presiune. Această undă trece prin cristalul receptor şi intră în probă. Ea este reflectată de suprafaţa probei cît şi de orice discontinuitate din interiorul ei şi se întoarce spre cristalul receptor. Faţă de unda directă, unda reflectată este inversată ca fază şi întîrziată cu intervalul de timp necesar străbaterii probei. De aceea, unda rezultantă are forma unor impulsuri dreptunghiulare înguste. Un circuit de diferenţiere permite să se obţină semnale convenabile pentru înregistrare pe un tub catodic (impulsuri triunghiulare foarte înguste).

Distanţa dintre semnalele produse de fronturile undei directe şi ale undei reflectate este proporţională — cu o precizie de 1—2 % — cu grosimea probei.

Metoda se foloseşte pentru măsurători de grosime şi pentru detectarea defectelor interioare (de exemplu, la paletele de turbină, pereţii camerelor de combustie etc.). *M. Ber.*

CZ 621.317.755

Tuburi catodice cu ecran dreptunghiular. [După : Revue Technique Philips, 19 (1957/58) 2, p. 60—62].

Acest tub catodic special serveşte la reprezentarea oscilogramelor de formă alungită în cazul unor sisteme speciale de radar, economisind spaţiul ce se pierde în mod inutil în cazul ecranelor circulare. De asemenea vizionarea şi compararea simultană a mai multor fenomene este uşurată întrucît ele apar pe axe mult mai apropiate. Dimensiunile ecranului sînt 156/66 mm. Întrucît tubul nu se poate fabrica prin „suflare", ecranul şi partea conică se asamblează după ce au fost obţinute separat prin presare. La montarea în gîtul tubului a tunului catodic cu plăcile de deviaţie electrostatice se urmăreşte ca axa x-ilor să fie riguros paralelă cu latura mare a ecranului dreptunghiular. Tensiunea anodică este de 5 kV, iar sensibilitatea de 0,19 mm/V şi 0,21 mm/V, pe direcţia orizontală respectiv verticală. Grosimea spotului este de 0,5 mm ceea ce reprezintă o precizie mulţumitoare pentru aplicaţiile de radar în care se foloseşte. *M.B.*

NUCLEONICĂ

CZ 621.384.611 : 621.317.71

Aparat pentru observarea distribuţiei curentului de ioni acceleraţi pe ţinta unui ciclotron. [După V. KORŞUNOV, E. A. MELEŞCO şi V. S. PANASCIUC : Pribori i tehnica experimenta (1957) 2, p. 23—24].

În lucrările legate de reglarea unui ciclotron, la focalizarea fasciculului de particule încărcate pe o ţintă este necesar să se cunoască distribuţia curentului fasciculului de ioni acceleraţi pe suprafaţa ţintei. În acest scop, locul ţintei îl ia o sondă specială compusă din 10—15 lamele izolate între ele. Fiecare lamelă este legată la pămînt printr-o rezistenţă calibrată. Măsurarea în timp a căderii de tensiune dată de curentul de particule încărcate prin fiecare din rezistenţele calibrate dă o indicaţie asupra distribuţiei de curent în sondă. Comutarea în timp a lamelelor se făcea cu un comutator mecanic (releu). Autorii folosesc un comutator electronic care realizează un timp de comutare de 70 μ s ceea ce depăşeşte cu mult posibilităţile de comutare ale unui releu mecanic. Se publică schema comutatorului şi se descrie amănunţit funcţionarea ei. Se indică modul în care se poate face vizualizarea densităţii de curent pe sondă. De asemenea, se arată cum se obţine vizualizarea în cazul regimului de lucru în impulsuri al ciclotronului. *H. H.*

CZ 621.387.42

Contoare cu descărcări în gaze pentru particule ionizante. [După A. B. DIMTIREV : Pribori i tehnica experimenta (1957) 2, p. 3—10].

În prezent se cunosc destul de multe contoare de particule ionizante (care pun în evidenţă radiaţia ionizantă). Ele se bazează pe diversele forme ale interacţiei radiaţiei cu materia.

Lucrarea prezintă contoarele de particule ionizante cu descărcări în gaz fabricate de industria sovietică. După ce se face o trecere în revistă sumară a regimurilor de lucru a contoarelor de particule (cameră de ionizare, regim proporţional, regim Geiger-Müller) explicîndu-se caracteristica contorului, se trece la o categorisire a contoarelor după tipul de radiaţie ionizantă pe care o măsoară. Se descriu întîi contoarele pentru radiaţii γ. Acestea sînt umplute cu un gaz halogen (seria CTC şi CΓC) care au avantajul că pot lucra la viteza de numărare de ordinul 2.10^5 imp/s şi la tensiuni relativ reduse (380 V). Autorul indică efectivitatea contoarelor pentru energii diferite ale radiaţiei γ. Se dau curbele de conversiune între numărul impulsurilor pe secundă înregistrat şi doza debit de radiaţie (în roentgeni pe oră) arătîndu-se condiţiile geometrice în care această conversiune a fost obţinută. Urmează descrierea contoarelor folosite în măsurarea radiaţiei β. La energii ce depăşesc 500 kV se foloseşte tot seria CTC ; sub 500 kV se lucrează cu contoare cu fereastră (seria CET, MCT). Pentru înregistrarea radiaţiei β a substanţelor gazoase β-active se folosesc contoare care au ca gaz de umplere substanţa de studiat (seria CBC, CBM). Se descriu în continuare contoarele de particule ionizante care lucrează în regim proporţional cu aplicabilitate exclusivă la înregistrarea radiaţiei date de substanţele α-active (seria CAB) şi a neutronilor lenţi (seria CHM). În încheiere se trec în revistă, sumar, mai multe tipuri de camere de ionizare care sînt produse în serie. Articolul cuprinde tabele cu caracteristici ale seriilor de contoare amintite. *H. H.*

CZ 621.387.42

Cercetarea funcţionării contoarelor cu gaz în regim de alimentare cu comanda în impuls [După V. V. VISNEACOV şi A. A. TIAPKIN : Atomnaia cnergia, 3 (1957) nr. 10, p. 298—307].

Folosirea alimentării în impuls a contoarelor cu gaz a fost determinată de nevoia înlăturării deficienţelor de înregistrare, din cauza timpului mort. Totodată, astfel se creează posibilitatea folosirii sistemelor de hodoscoape cu contoare alimentate în impuls în experienţele efectuate la acceleratoarele cu fond mare de radiaţii. În acest caz, tensiunea la contoare se aplică după ce prin ele au trecut particule ionizante, provocînd acţionarea sistemului de comandă a hodoscopului. Înregistrarea acestor particule de către contoarele hodoscopului este posibilă datorită întîrzierii electronilor rezultaţi din prima ionizare prin deplasarea lor spre firul contorului.

Pentru realizarea practică a sistemului hodoscopic cu alimentare în impuls a contoarelor este important să se determine pe cale experimentală valorile posibile ale eficacităţii şi timpului de rezoluţie, cum şi caracteristicile de numărare în regim de alimentare în impuls.

În lucrarea de faţă, autorul expune rezultatele cercetărilor asupra caracteristicilor de numărare şi măsurătorilor eficacităţii şi timpului de rezoluţie a contoarelor alimentate în impuls.

S-a găsit că prin alimentare în impuls cu durata impulsului de aproximativ 10^{-6} s contoarele pot suporta supratensiuni de 2 kV. În acest caz, nu mai este necesară amplificarea impulsului de la contor. Astfel, fiecare canal afară de contor mai cuprinde doar rezistenţa de sarcină şi lampa de semnalizare cu neon.

Simplitatea sistemului în comparaţie cu sistemele obişnuite de hodoscoape şi siguranţa în funcţionare a contoarelor alimentate în impuls favorizează utilizarea lor şi în cercetarea razelor cosmice.

În articol se reproduce şi schema generatorului de impuls de înaltă tensiune cu caracteristicile sale. *G. B.*

CZ 621.039.002.68

Deşeurile radioactive care rezultă din utilizarea paşnică sau militară a energiei atomice. [După C. PAOLETTI şi A. DELAUD : L'âge nucléaire, (1957) 6, p. 33—43].

Radioactivitatea este o proprietate permanentă a substanţelor radioactive, care pot fi transportate, păstrate sau diluate dar niciodată distruse pe cale artificială. Deşeurile radioactive provin de la aplicaţiile paşnice ale energiei atomice (reactoare) sau militare (explozia armelor atomice), de la aplicaţiile radioizotopilor în medicină, biologie sau industrie.

Importante sînt deşeurile rezultate mai ales de pe urma aplicaţiilor energetice, civile sau militare. Acestea se pot împărţi în trei grupe : radioelementele grele naturale sau artificiale, radioelementele induse de către neutroni şi radioelementele produse de fisiune.

Din prima grupă, mai important este radonul, a cărui concentraţie în aer creşte mai ales în mine sau în zonele industriale. În a doua grupă, deşeuri radioactive apar în fluidul de răcire a reactoarelor (aer, bioxid de carbon, apă) sau în cazul exploziei atomice, depinzînd de faptul dacă aceasta are loc în aer sau în apă.

Principala cantitate de deşeuri radioactive apare, totuşi în grupa a treia, a produselor de fisiune, care este analizată mai pe larg. Amestecul produselor de fisiune şi evoluţia compoziţiei acestuia sînt foarte complexe. Şi aici se analizează două cazuri : reactoare (flux de neutroni constant în timp) şi explozie atomică (flux de neutroni de durată scurtă). O serie de grafice şi abace reproduse după literatura problemei permit să se determine radioactivitatea în reactor şi evoluţia acesteia, contribuţia diverşilor radioizotopi etc. Curbe analoge sînt date şi pentru fisiunea instantanee a U^{235}.

O comparaţie între cele două cazuri, şi anume bombă standard de 20 kT echivalent şi reactor de 1 000 MW, arată că activitatea este iniţial de 1 000 ori mai mare în cazul bombei, dar scade mai repede ajungînd egală cu aceea a reactorului după circa 7 ore.

Autorii încheie subliniind pericolul pe care îl reprezintă pentru omenire acumularea de deşeuri radioactive. *I.L.*

CZ 621.039.42 (44)

Reactorul experimental Aquilon. [După Y. GIRARD, J. C. KOECHLIN şi J. M. MOREAU : Industries Atomiques, (1957) 9-10, p. 47—56].

Reactorul nuclear Aquilon de la Saclay (Franţa) a fost construit special în vederea cercetărilor asupra fizicii şi reactoarelor. El este de tipul cu uraniu natural şi apă grea, iar puterea sa este practic nulă (circa 1 W). Aceasta reduce extrem de mult necesităţile de răcire, măsuri împotriva otrăvirii şi protecţie împotriva radiaţiilor.

Autorii încep cu trei paragrafe de introducere teoretică extrem de succinte. În primul se introduce ecuaţia fundamentală a reactorului şi se definesc o serie de noţiuni ca : volum critic, coeficient de multiplicare, laplacian geometric şi de material etc. În al doilea paragraf se fac corecţiile introduse de prezenţa reflectorului, iar în al treilea, se definesc : reactivitatea şi perioada reactorului.

Urmează descrierea sistematică, însoţită de fotografii şi desene, a reactorului Aquilon. Întreaga construcţie este proiectată în vederea creării unor largi posibilităţi de experimentare. Barele de uraniu pot fi aşezate în diverse configuraţii, se poate varia nivelul şi temperatura apei grele, se poate introduce un ecran de cadmiu care izolează cuva reactorului de reflectorul de grafit, cel puţin pentru neutronii lenţi.

În continuare, se descrie protecţia împotriva radiaţiilor, modul de acces la reactor şi instalaţiile anexe, mai ales circuitul de apă grea dotat cu un control al temperaturii, precum şi diverse aparate de măsură, protecţie şi automatizare.

Articolul se încheie cu expunerea programului experimental şi a rezultatelor obţinute pînă în prezent (din august 1956 pînă în mai 1957 reactorul a atins divergenţa de 1 000 de ori).

Au fost măsurate în mod sistematic înălţimea critică, laplacianul, coeficientul de temperatură etc. în diverse conditii de funcţionare *I.L.*

CZ 621.384.6

Construcţia acceleratoarelor de particule. [După J. B. ADAMS : Industries Atomiques, (1957) 4, p. 9—22].

Autorul rezumă şi comentează rezultatele simpozionului ţinut la Geneva în 1956 sub egida CERN (Centrul European de Cercetări Nucleare), asupra acceleratoarelor de particule de energii înalte. Evoluţia acceleratoarelor de energii mari a fost condiţionată mai ales de considerente de ordin economic, noile tipuri succedînd celor vechi pe măsură ce ridicarea energiei acestora devenea oneroasă. Au apărut astfel, succesiv, sincrociclotronul, sincrotronul de protoni (sincrofazotronul) cu focalizare slabă şi cel cu focalizare intensă (gradient alternat). Actualmente, limita acestora este cîteva zeci de GeV (10^9 eV), peste care problemele tehnico-economice devin extrem de dificile. Au apărut însă noi idei ca, de exemplu, realizările australiene de acceleratoare fără miez feromagnetic.

Principial noi şi de mare viitor sînt ideile expuse de savanţii sovietici asupra acceleratoarelor cu focalizare în plasmă. Prin efectul de concetrare a unui fascicul electronic circular, neutralizat sub formă de plasmă de un curent de protoni, se prevede obţinerea unor cîmpuri magnetice de ordinul a 10^6 G. Aceasta ar permite construirea de acceleratoare de 100 GeV de numai 3 m rază.

Un alt principiu interesant este acela al acceleratoarelor cu două fascicule opuse, în care particulele accelerate sînt trimise să se ciocnească reciproc. Dacă fiecare fascicul în parte este accelerat la 25 GeV, ciocnirea lor e echivalentă cu cea a unui fascicul de 1,25 TeV (1 TeV = 10^{12}eV) căzînd pe o ţintă fixă. În legătură cu acest sistem s-au discutat metodele de înmagazinare a particulelor accelerate, în vederea interacţiunii lor cu alt fascicul accelerat.

Afară de cursa către energii înalte, se profilează de pe acum o cursă a marilor intensităţi. În acest sens s-au prezentat proiectele cîtorva acceleratoare.

În continuare, lucrările simpozionului s-au concentrat asupra problemelor de detaliu ridicate de construcţia acceleratoarelor de tipuri „clasice". Printre acestea, citäm problema ejecţiei particulelor şi adaptării sistemelor de detecţie şi măsură cu caracteristicile fasciculului ejectat, problemele specifice acceleratoarelor liniare de protoni şi ioni grei, cum şi o serie de probleme constructive : electromagneţi, surse de RF pentru accelerare etc. Nu au fost omise nici problemele de organizare a cercetărilor cu acceleratoare mari.

Lucrările simpozionului au fost în întregime publicate în două volume, primul dedicat acceleratoarelor şi al doilea fizicii mezonilor. *I.L.*

CZ 621.387.4: 621.317.723

Perfecţionarea mijloacelor electrostatice de măsură a razelor γ. [După R, R. FOY : Industries Atomiques,(1956) 2, p, 34—37].

Electrometrul cu cadran a jucat un rol important în primele măsurători de radioactivitate. El a fost însă părăsit din cauza problemelor delicate de fragilitate mecanică şi de

izolaţie electrică pretenţioasă. De curînd, noile tehnici antişoc şi de amortizare ca şi noile materiale izolante, au permis construirea de electrometre perfecţionate şi robuste, la care se poate beneficia de avantajele specifice : autonomie din punctul de vedere al alimentării, simplitate prin lipsa circuitelor cu tuburi electronice, lectură directă.

Particularitatea aparatelor de măsură a radiaţiilor ionizante cu electrometre este aceea că electrometrul poate servi simultan şi ca sursă de tensiune pentru detector (care poate fi : cameră de ionizare, contor Geiger-Müller, contor cu scintilaţie) şi ca aparat indicator al mărimii de măsurat (doză, doză-debit etc.). Uneori, electrometrul însuşi este şi detector şi indicator.

Autorul prezintă apoi cîteva aparate de măsură a dozei şi dozei-debit, dîndu-le schema sau fotografia cum şi caracteristicile. Remarcăm dozimetre de buzunar, stilouri dozimetrice, intensimetre, prospectoare şi scintilometre.

I.L.

CZ 621.387.464

Contoare cu scintilaţie [După H. DURAND : Industries Atomiques, (1957) 7–8, p. 77–82].

După un istoric al mijloacelor de detecţie a particulelor ionizante, în care subliniază folosirea scintilaţiei sub forma veche de sprintariscop şi reînvierea metodei o dată cu descoperirea fotomultiplicatoarelor, autorul trece în revistă, pe scurt, fenomenele de interacţiune a particulelor energice cu materia. Se trece apoi la mecanismul fenomenului de scintilaţie, diferit, după cum avem de a face cu scintilatoare minerale sau organice. Se compară proprietăţile diverselor materiale folosite ca scintilatoare. Aceste proprietăţi sînt rezumate într-o tabelă. Sînt scoase în evidenţă avantajele iodurii de sodiu activată cu taliu, dintre scintilatoarele minerale şi ale antracenului dintre cele organice. Avantajele contoarelor cu scintilaţie sînt, după părerea autorului, următoarele : sensiblitate ridicată, impuls obţinut mare, timp de rezoluţie scurt (3.10^{-9}s cu scintilatoare organice), liniaritatea răspunsului cu energia particulei incidente. În schimb, aparatajul electronic asociat este relativ mai pretenţios, contorul este mai fragil. În prezent, metodele de scintilaţie se răspîndesc tot mai mult, atît în cercetare cît şi pe teren.

I. L.

CZ 621.387.426

Determinarea intensităţii impulsurilor scurte ale neutronilor rapizi. [După V. M. GORBECEV şi I. S. ZAMIATNIC : Atomnaia energia, 3(1957) 8 p. 101–104].

Se arată metoda cantitativă pentru determinarea ieşirii neutronilor în impuls, bazată pe înregistrarea razelor γ, apărute la captarea neutronilor încetiniţi în parafină. Se arată schematic detectorul neutronilor. Neutronii, deşi surse de impuls ajung în blocul de parafină, se frînează şi apoi sînt captaţi de hidrogen. La o alegere rezonabilă a dimensiunilor blocurilor de parafină, majoritatea neutronilor întîrziaţi în parafină vor fi captaţi. Razele γ care apar în acest caz se înregistrează cu un înregistrator special. Durata neutronilor termici în parafină este 200μ ksec. Detectorii folosiţi la această metodă dispun de o sensibilitate de 0,1 neutron/cm^2 chiar şi în prezenţa paraziţilor electrici şi a razelor γ care însoţesc radiaţiile neutronilor, permiţînd totodată să se controleze funcţionarea detectorului. *V.N.*

CZ 614.898.5

Protecţia individuală la lucrările de reparaţii în cazul murdăririi cu impurităţi radioactive [După S. M. GORODINSKI şi V. L. SOERBACOV: Atomnaia energia, 3(1957) 8, p. 141–147].

Se tratează particularităţile protecţiei la executarea lucrărilor de reparaţii în condiţiile de murdărire cu impurităţi radioactive şi se determină principiile de organizare a protecţiei individuale a persoanelor care execută lucrările de reparaţii. Se dă o descriere sumară a construcţiei mijloacelor de protecţie individuală şi caracteristica lor de exploatare. Se acordă o deosebită atenţie regimului concret de folosire a mijloacelor de protecţie individuală. Astfel, protecţia individuală a persoanelor care conduc lucrări în condiţii de murdărire radioactive, se reduce la următoarele : *1*) protecţia împotriva razelor γ care constă în reducerea timpului de lucru ; *2*) protecţia căilor respiratorii de substanţe radioactive ; *3*) protecţia epidermiei de substanţe radioactive.

Ca mijloace de protecţie individuală a căilor respiratorii cît şi a epidermei trebuie considerate măştile (respiratorii şi antigaze) şi pneumocostumele, care în ultimul timp au găsit o răspîndire foarte mare în U.R.S.S. şi în alte ţări. Pentru respiraţia şi ventilaţia spaţiului de sub pneumocostum, se introduce în permanenţă aer curat cu ajutorul unui furtun special de la o conductă de aer comprimat sau de la ventilatoare cu presiune ridicată.

Articolul este consacrat de asemenea şi fenomenelor care lucrează în domeniul securităţii radioactive. *V.N.*

CZ 621.387.4 : 622.349.5

Folosirea aparaturii speciale pentru analiza rapidă (expres) a minereurilor după radiaţiile γ. [După N. PASIC şi I. M. TENENBAUM : Atomnaia energia, 3 (1957) 7, p. 28–35].

Pentru determinarea operativă a cantităţii şi calităţii minereurilor extrase precum şi pentru separarea maselor de roci extrase care conţin uraniu, de materialele de umplutură, se folosesc mult dispozitivele R.C.S. (radiametru de control staţionar). În articol se dă caracterisitica acestor dispozitive (sînt două tipuri : R.C.S.–1 şi R.C.S.–2). Se descriu condiţiile geologice de folosire a lor şi modul de funcţionare. Dispozitivul R.C.S. –1 este destinat analizei rapide a minereurilor bogate. Are o capacitate de 100 kg a materialului activ. Se compune din : *1*) un filtru de conducere cu surse de eliminare şi dispozitiv de amplificare şi măsură ; *2*) receptor al radiaţiilor γ. Se caută ca folosirea dispozitivelor R.C.S. –1 şi R.C.S. –2 pentru determinarea operativă a extracţiei, să fie cît mai raţională, astfel ca pierderile de metal să fie cît mai mici. Toate întreprinderile miniere pot fi împărţite în două grupe : *1*) cu extracţie globală a minereului ; *2*) cu extracţie selectivă a minereului.

La întreprinderile minere cu extracţie globală toată determinarea operativă a minereului extras şi a minereului marfă este bazată pe analizele expres — γ a întregii cantităţi de minereu extras în vagonete şi camioane, executate cu ajutorul dispozitivelor R.C.S. –2.

La extracţia selectivă, evidenţa minereului extras se ţine cu ajutorul dispozitivelor R.C.S. –1.

Analizele expres ale minereurilor bogate se realizează de asemenea cu dispozitivele R.C.S. –1. *V.N.*

CZ 612.014.482

Despre evaluarea influenţelor radioactive reduse asupra organismului omenesc. [După M. P. DOMŞLEC, L. L. VANICOV, şi I. G. GRIGORIEV : Atomnaia energia, 3(1957) 7, p. 36–39].

Folosirea energiei atomice în diferite ramuri ale economiei naţionale ca şi numeroasele încercări ale armelor atomice duce la o creştere deosebită a influenţei radioactive asupra populaţiei.

Substanţele radioactive în cantităţi mici pătrunse în organism influenţează în primul rînd ritmul vibraţiilor. Se constată o scădere importantă a senzaţiei de vibraţii la extremităţile corpului omenesc pînă la pierderea ei. Dezvoltarea largă a lucrărilor cu folosirea energiei atomice a dus la mărirea numărului persoanelor supuse acţiunii radiaţiilor de ionizare. În aceste condiţii în organismul omului se produc sistematic schimbări care în decursul cîtorva ani nu se manifestă sub nici o formă. O parte din aceste schimbări apar mult mai tîrziu sub diverse forme (umflături) şi au repercursiuni şi asupra progeniturilor. De aceea creşte importanţa elaborării metodelor de recunoaştere a acestor influenţe dăunătoare la persoanele sănătoase expuse radiaţiilor. În acest articol se studiază datele privind metodele de cercetare elaborate în U.R.S.S. pentru evaluarea influenţelor radioactive reduse asupra organismului omenesc. *V.N*

CZ 539.16.08: 553.494

Determinarea prin despărţire a elementelor radioactive naturale cu ajutorul metodelor radiometrice de laborator. [După I. M. MAZOROV: Atomnaia energia, 3(1957) 8, p. 121—128].

În articol se descriu metodele radiometrice de determinare prin despărţire a elementelor naturale radioactive în roci, minereuri, minerale etc. Metodele existente în prezent se bazează pe: — măsurarea diferitelor tipuri de radiaţie; — discriminarea radiaţiilor de un singur fel; — folosirea măsurărilor suplimentare ale emanaţiei; — combinaţie de măsurări ale primelor două tipuri.

Deoarece în comenzile obţinute determinarea prin despărţire a elementelor radioactive naturale nu depind de tip, rămîn trei metode de obţinere a ecuaţiilor liniar independente:

1) Folosirea receptoarelor de radiaţii care au sensibilitate selectivă faţă de diferitele tipuri de radiatii.

2) Folosirea de ecrane care opresc o parte din radiaţii. Din punct de vedere fizic aceste două metode nu se deosebesc una de alta.

3) Folosirea absorbţiei radiaţiilor, dar această metodă nu are răspîndire din cauza posibilităţilor limitate.

În articol se mai dau în formă generală ecuaţiile pentru determinarea prin despărţire a elementelor radioactive şi se mai dă analiza lor în cazurile concrete a măsurării la determinarea uraniului, radiului, thoriului, şi potasiului. *V.N.*

CZ 621.387.4

Echipamente de detectare a radiaţiilor. [După J. SHARPE: Nuclear Engineering, 2 (1957) 14 p. 190—197].

La îndemîna fizicienilor şi inginerilor care lucrează în domeniul tehnicii nucleare se găsesc o mulţime de detectori de radiaţii. Foarte des se pune problema alegerii judicioase a detectorului corespunzător şi a circuitelor electronice proprii unei anumite măsurători. Pentru a ajuta pe cei interesaţi, autorul îşi propune să prezinte în acest articol un ghid în alegerea metodelor de detectare şi a detectorilor de radiaţii. Sînt prezentate succint diversele metode de detecţie şi progresul realizat în ultimii ani în domeniul camerelor de ionizare, contoarelor cu conducţie, contoarelor proporţionale şi Geiger-Müller, contoarelor cu scintilaţie etc. O atenţie deosebită este dată contoarelor cu scintilaţie foarte mult utilizate în ultimul timp. În a doua parte a articolului se analizează detectorii recomandabili în detecţia particulelor α, particulelor β, radiaţiilor γ, neutronilor, particulelor încărcate lente şi particulelor de mare energie. Exemple practice sînt puse la îndemîna cititorului pentru ilustrarea celor prezentate. *E. Ţ.*

CZ 621.039.42.001.57: 681.142

Calculul analog în tehnica nucleară. [După S. O. JOHNSON şi J. N. GRACE: Nucleonics 15 (1957) 5, p. 72—75].

Maşinile analogice de calcul sînt un ajutor preţios în tehnica nucleară. Simularea proceselor fizice din reactor se face astăzi pe scară întinsă atît în calculatori speciali cît şi în maşini de calcul analog de uz general. Prin interconectarea sumatorilor, integratorilor şi a celorlalte elemente componente ale maşinii de calcul analog, se poate simula orice proces care este supus unui sistem oarecare de ecuaţii diferenţiale ordinare. Ecuaţiile cineticii reactorului avînd o singură variabilă, timpul, sînt ideale pentru simulare în calculatorii analogi. Procesele care cer soluţionarea unor ecuaţii cu parametrii distribuiţi, pot fi de asemenea simulate, deoarece se poate transforma orice ecuaţie cu derivate parţiale într-un sistem de ecuaţii diferenţiale ordinare. Printre calităţile maşinilor de calcul analog în comparaţie cu cele de calcul digital trebuie specificate următoarele două:

a) Maşinile de calcul analog prezintă o mare flexibilitate. În prezent, majoritatea acestora se construiesc sub formă de instalaţii cu şasie amovibile ceea ce permite realizarea diferitelor combinaţii cerute de problema respectivă.

b) Prin faptul că la maşinile analogice baza de timp a fenomenului studiat poate fi contractată sau extinsă, se pot cerceta comod procese lente sau foarte rapide. Precizia obţinută cu un calculator analog depinde de complexitatea problemei studiate. Dacă la elementele simple ale maşinii precizia este relativ ridicată (eroare sub 1%), ea scade atunci cînd se consideră combinaţii între aceste elemente. Este bine de remarcat că pentru simularea fenomenelor relativ elementare sînt necesare circa 50 amplificatoare şi eroarea răspunsului acestor scheme simple este de orinul 5%. De asemenea, forma în care se dă răspunsul este susceptibilă de erori. Desigur, folosirea calculatorilor digitali oferă o precizie mult mai mare, ceea ce în unele cazuri este absolut necesară. Calculatorii digitali sînt însă mult mai greu de programat decît cei analogi şi sînt recomandaţi în special în cazul unor calcule repetate. Pentru calcule care nu necesită o precizie prea mare, utilizarea calculatorilor analogi înseamnă o importantă economie de timp şi efort. *E.Ţ.*

CZ 621.387.4: 621.314.7

Influenţa transistoarelor asupra proiectării aparatelor din tehnica nucleară. [După E. H. COOKE — Yarborough; Nuclear Engineering, 2 (1957) 14, p. 182—185].

Cu toate că transistoarele diferă mult din punct de vedere funcţional de tuburile electronice, se pot face comparaţii între diversele caracteristici pe care le prezintă ele şi cele oferite de tuburi. Transistoarele nu necesită putere de încălzire şi lucrează de obicei cu diferenţe de potenţial mici. Spre deosebire de tuburile electronice ele au o greutate şi dimensiuni mici, iar siguranţa în funcţionare este relativ ridicată. Timpul de tranzit este însă mare (0,2μ) comparativ cu cel de trecere al electronilor printr-un tub electronic. De asemenea, impedanţa de intrare ridicată a tuburilor este de preferat impedanţei de intrare mici a transistoarelor.

Avantajele transistoarelor se recomandă pentru montajele portabile care cer un gabarit mic şi de asemenea pentru sistemele complexe ale tehnicii calculului digital. Ele pot fi folosite şi între aceste două extreme în aparatele electronice destinate diverselor scopuri, însă acest lucru limitează performanţele aparatelor. Autorul analizează posibilitatea utilizării transistoarelor în aparatajul dozimetric, amplificatoarele de impulsuri, circuite de numărare şi de coincidenţă, analizori de impulsuri, etc. Se pare că în stadiul actual în care preţul de cost al tranzistoarelor este mai ridicat decît cel al tuburilor electronice iar performanţele lor nu sînt superioare acestora, tuburile electronice vor continua a fi utilizate în majoritatea aparatelor din tehnica nucleară. *E. Ţ.*

CZ 621.039: 621.38

Siguranţa în funcţionare ca parametru de proiectare. [După L. A. KILBEI: Nuclear Engineering, 2(1957) 14, p. 177—181].

Vasta dezvoltare pe care a luat-o aplicarea electronicii în diverse domenii ridică, printre alte probleme şi problema asigurării unei funcţionări corecte a aparatelor electronice. Siguranţa în funcţionare ca factor de merit al aparaturii electronice poate fi definită ca probabilitatea ca un aparat sau sistem să corespundă cerinţelor pentru care a fost proiectat într-o perioadă de timp şi în anumite condiţii date. Evident, aceste consideraţii pot fi făcute şi asupra părţilor componente ale unui aparat. Se poate trage de asemenea concluzia că siguranţa în funcţionare scade cu cît complexitatea sistemului considerat creşte.

În articol sînt analizate cauzele panelor de funcţionare pentru aparatajul electronic din domeniul tehnicii nucleare. Se observă faptul că unităţile noi au un procentaj mult mai ridicat decît cele care au fost întrebuinţate un anumit timp. Se prezintă statistici concludente pentru diverse sortimente. Autorul trage concluzii preţioase, pentru îmbunătăţirea proiectării aparatelor electronice în vederea unei siguranţe ridicate în funcţionare.

Se recomandă o funcţonare de „rodaj" pentru aparatura nouă, în acest fel eliminîndu-se perioada iniţială de funcţionare şi astfel îmbunătăţindu-se siguranţa în funcţionare în timpul exploatării. *E. Ţ*

RECENZII

CZ 621.316.74—523.8

EROFEEV, A. V.: **Instalaţii electronice de control automat şi reglare a proceslor termice**. Gosudarstvennoe Energeticeskoe Izdatelstvo, Moscova, 1955, p. 472.

Lucrarea tratează aparatele de măsură şi control folosite în schemele de reglare automată a proceselor termice, cum şi instalaţii electronice complete destinate acestui scop. În total cartea conţine 11 capitole sistematizate în două părţi mari. Primul capitol este introductiv şi conţine o clasificare generală a dispozitivelor electronice de măsură şi control. Următoarele trei capitole, care formează prima parte a lucrării sînt dedicate studiului aparatelor electronice şi ionice. Astfel, în capitolul al doilea se tratează tuburile electronice şi ionice, împreună cu caracteristicile lor, cum şi fotoelementele. În capitolul următor se tratează schemele de amplificatoare şi de oscilatoare electronice iar capitolul al patrulea conţine studiul releelor electronice cu tuburi, al fotoreleelor, precum şi al releelor ionice cu tiratroane. Capitolul V, care costituie primul capitol al celei de a doua părţi a lucrării, tratează schemele electronice de măsurare a diverselor mărimi electrice şi neelectrice. Se dezvoltă astfel schemele clasice cu punţi de măsură, cum şi punţile cu autocompensare, tratîndu-se de asemenea şi schemele de măsură cu potenţiometre automate. Următorul capitol tratează pe larg elementele de amplificare electronice folosite în sistemele automate. Se tratează separat amplificatoarele de tensiune şi cele de putere, constituite dintr-unul sau mai multe etaje. În capitolele VII şi VIII se tratează pe larg diversele dispozitive electronice de măsură automate, constituite din potenţiometre electronice de diverse tipuri. Se descriu schemele corespunzătoare funcţionării în detaliu a acestora, precum şi unele date constructive.

Următoarele două capitole conţin tratarea sistemelor de reglare electronice folosite în diversele instalaţii automatizate. Astfel, în capitolul al IX-lea se tratează sistemele de comandă în circuit deschis, iar în capitolul al X-lea sistemele în circuit închis. Tratarea este făcută pe baza a numeroase sisteme electronice folosite în diversele industrii.

Ultimul capitol al lucrării este dedicat studiului unor sisteme de reglare mai speciale. Se tratează astfel pirometrele fotoelectrice, sistemele de analizatoare cu radiaţii infraroşii, cum şi dispozitivele de studiu bazate pe radioactivitate.

Întregul material al lucrării este tratat la un nivel accesibil tuturor inginerilor electronicieni şi tehnicienilor corespunzători, avînd un pronunţat caracter tehnic. Utilitatea sa nu este prezentă numai în legătură cu instalaţiile de automatizare a proceselor termice, dar şi în legătură cu instalaţiile de automatizare din alte tipuri de procese industriale.

Gh. R. I.

CZ 621—52

EGOROV K. V.: **Bazele reglării automate**. Gosudarstvennoe Energeticeskoe Izdatelstvo, Moscova, 1955, p. 456.

Lucrarea constituie o dezvoltare a cursurilor universitare ţinute de autor şi conţine bazele teoretice ale sistemelor automate liniare, ca şi o serie de chestiuni tehnice legate de acestea. În total cartea cuprinde 10 capitole şi o anexă, dintre care primele patru capitole prezintă unele aspecte tehnice ale reglării automate iar următoarele şase capitole dezvoltă bazele teoretice corespunzătoare.

Primul capitol prezintă însemnătatea automatizărilor în economia socialistă. Capitolul al doilea conţine caracteristicile fundamentale ale sistemelor automate. Se prezintă astfel diverse forme de sisteme automate, sisteme în circuit închis şi deschis, cum şi diversele tipuri de sisteme automate. Expunerea este însoţită de numeroase exemple concrete. În capitolul al treilea se tratează elementele funcţionale tipice ale sistemelor automate. Se descriu astfel o serie de traductoare folosite în sistemele automate, apoi elementele amplificatoare pneumatice, hidraulice, electrice şi electronice, cum şi elementele de execuţie electrice şi neelectrice. Capitolul mai conţine tratarea cîtorva elemente corectoare mecanice şi electrice. Capitolul al patrulea conţine o serie de regulatoare automate neelectrice şi electrice, constituite din elementele tratate în precedentul capitol. Se descriu o serie de scheme folosite şi se explică modul de funcţionare. Capitolul următor conţine tratarea matematică a elementelor folosite în sistemele automate. Această tratare se face pe baza ecuaţiilor diferenţiale corespunzătoare cu ajutorul cărora se deduce răspunsul tranzitoriu respectiv. Se defineşte apoi funcţia de transfer şi se tratează algebra blocurilor sistemelor automate. Se dau apoi cîteva exemple de aplicare a acestor relaţii pentru sisteme particulare. Capitolul al VI-lea studiază în detaliu problema stab lităţii sistemelor automate liniare. După ce se prezintă în mod general problema stabilităţii sistemelor liniare, se concretizează tratarea pentru sistemele de gradul 1, 2 şi 3. Urmează apoi dezvoltarea criteriilor de stabilitate. Se prezintă astfel criteriile lui Vişnegradski, Routh , Hurwitz, Nyquist, Mihailov, criteriile logaritmice de stabilitate, cum şi stab,ilitatea sistemelor cu întîrziere. În încheiere se tratează construirea domeniilor de stabilitate ale unui sistem, cu ajutorul împărţirii în D. Tratarea este însoţită de numeroase exemple studiate în mod amănunţit. Capitolul al VII-lea conţine studiul calităţii răspunsului tranzitoriu al sistemelor automate. Se dezvoltă astfel metoda de studiu bazată pe transformarea Laplace inversă, metoda localizării zerourilor şi polurilor funcţiei de transfer, studiul calităţii sistemelor pe baza criteriilor integrale ale erorii, cum şi pe baza caracteristicilor de frecvenţă ale sistemului închis şi deschis. În capitolul VIII se discută unele probleme generale ale proiectării sistemelor automate. Astfel se discută întîi stabilitatea unui sistem automat compus din diverse elemente avînd caracteristici cunoscute, după care se tratează problema analizării calităţii sistemelor automate cu ajutorul reţelelor corectoare, dezvoltîndu-se anumite metode de sinteză a sistemelor automate cu ajutorul caracteristicilor de frecvenţă, precum şi cu ajutorul împărţirii în D. În capitolul următor se tratează metodele de studiu experimental prin analogie a sistemelor automate. Se expun anumiţi analizori ai ecuaţiilor algebrice şi diferenţiale corespunzătoare diverselor sisteme. Ultimul capitol al lucrării conţine exemple privind calculul sistemelor automate, iar în anexă se dau sub formă tabulată cîteva funcţiuni utilizate în astfel de calcule. În acest fel lucrarea constituie o tratare destul de completă şi accesibilă a sistemelor automate liniare, dezvoltarea bazelor teoretice fiind însoţită de date tehnice. Aceste calităţi ale lucrării o determină să fie considerată ca o sursă însemnată pentru acei care doresc să studieze domeniul teoriei reglării automate liniare.

Gh. R. I.

CZ 621.37/38

ARONSON, M.H.: **Circuite electronice**. Instruments Publishing Co., Pittsburgh, 1957.

Cînd mi s-a înmînat această carte, la o simplă examinare, mi-am reamintit de unele lucrări de acelaşi gen, ca lucrarea regretatului KONTESCHWELLER (Radiotehnica) sau a cărţii lui APPLETON şi ALDOUS (Thermionic vacuum tubes and their applications, Londra 1952). Cartea lui APPLETON şi ALDOUS reuşea să prindă trăsăturile fundamentale ale tuburilor electronice precum şi surprinzător de multe detalii importante într-un număr foarte mic de pagini, nematematizate, destinate inginerilor şi fizicienilor specialişti. Explicaţiile celor doi autori erau simple, de natură fizică, însă lucrarea avea un nivel înalt adresîndu-se unor persoane formate din punct de vedere ştiinţific. Cartea lui KONTESCHWELLER cuprindea un domeniu mult mai vast începînd cu circuite electrice elementare, tuburi electronice etc. şi mergînd pînă la scheme complete de receptoare şi emiţătoare radio. Astfel, cartea se adresa unui cerc larg de cititori, de la începătorii amatori, pînă la tehnicienii şi chiar inginerii specialişti.

Cartea lui ARONSON este mai aproape de cartea lui KONTESCHWELLER în ce priveşte expunerea şi întinderea materialului Numai că lucrurile nu sînt privite din punctul de vedere al radiotehnicianului ci al utilizatorului de aparate electronice în cele mai diferite domenii. Circuitele electronice descrise de autor trebuie să răspundă la semnale electrice obţinute prin transformarea diferitelor mărimi fizice în mărimi electrice, semnalul din antenă prezentînd un interes secundar. Autorul a trebuit să trateze probleme legate de regimul

tranzitoriu, de exemplu circuite de diferenţiere şi integrare, fiind nevoit de a explica aceste fenomene fără a utiliza calculul diferenţial şi integral. Această sarcină dificilă autorul a rezolvat-o cu succes, nu fără a provoca totuşi inginerului de specialitate un surîs pentru încurcătura în care s-a aflat autorul. Acesta reuşeşte să expună noţiunea de curent de deplasare într-un condensator, dînd o explicaţie fizică mulţumitoare, precum şi multe alte probleme mai delicate. Rezolvînd problema expunerii regimului tranzitor (singura relaţie matematică prezentă fiind expresia constantei de timp $\tau = RC$ sau $\frac{L}{R}$) autorul expune cu uşurinţă şi claritate regimul sinusoidal. În carte se prezintă numai formulele esenţiale dar se dau multe date practice şi se expun aproape toate circuitele electronice de bază. Nu este o carte de informare ci un manual pentru tehnicienii care utilizează aparate electronice. Pentru inginerul electronician de specialitate, cartea este un exemplu de expunere clară şi concisă, fără dezvoltări matematice, a celor mai delicate probleme.

M. Drăgănescu

CZ 621—52

Reglarea automata. Teoriile moderne şi întrebuinţarea lor. Ed. R. Oldenbourg, München, p. 483

Volumul cuprinde comunicările prezentate la congresul internaţional asupra acestui domeniu care a avut loc la Heidelberg între 25—29 septembrie 1956, grupate în capitole. Neputîndu-se face o enumerare completă a tuturor comunicărilor s-au indicat numai o parte din ele pentru a se caracteriza mai bine cuprinsul fiecărui capitol.

1. **Generalităţi** : 3 comunicări — 26 pagini

Cuprinde „Consideraţii asupra studiului matematic al sistemelor automate" de R. OLDENBURGER (S.U.A.), o comunicare făcută de W. A. TRAPEZNICOV şi B. I. KOGAN (U.R.S.S.) asupra unor maşini electronice analogice construite în U.R.S.S. şi întrebuinţarea lor în analiza şi sinteza sistemelor liniare şi neliniare, cum şi o expunere generală de H. SARTORIUS (Germania) asupra metodelor de studiere a problemelor puse de automatică.

2. **Legătura între teorie şi practică** : 4 comunicări-17 pagini.

W. OPPELT (Germania) se ocupă de reprezentarea grafică a circuitelor şi elementelor din sistemele de reglare. Un subiect apropiat este tratat de E. GERECKE (Elveţia) în două comunicări în care expune propuneri de simboluri grafice reprezentînd elementele unui sistem de reglare şi funcţiunile pentru sisteme liniare şi neliniare. Acestea reprezintă un studiu făcut de Asociaţia electrotehnică elveţiană din însărcinarea Comisiei Electrotehnice Internaţionale. De o problemă apropiată se ocupă şi comunicarea lui E. KROCHMANN (Germania) grupată în capitolul următor. Valoarea consideraţiilor teoretice în domeniul automaticii este examinată de A. LEONHARD (Germania) cu ajutorul unor exemple deducîndu-se metodele practice de combinare a teoriei cu datele experimentale.

3. **Tehnica dispozitivelor de automatizare** : 5 comunicări — 23 pagini

H. I. ROOSDORP (Olanda) arată avantajul întrebuinţării sistemelor cu reacţie şi examinează importanţa relativă a preciziei diferitelor elemente ale sistemului. G. L. D'OMBRAIN şi Z. CZAJKOWSKI (Anglia) şi W. A. HOWE (S.U.A.) descriu în două comunicări aparate electronice şi metode de investigaţii în domeniul fabricării de elemente de automatizare.

4. **Sisteme de reglare multiple** : 3 comunicări -15 pagini

L. S. DZUNG (Elveţia) expune o metodă pentru tratarea acestora, în cazuri simplificate, prin întrebuinţarea calculului matricial. Comunicarea M. SYRBE (Germania) se ocupă de întrebuinţarea sistemelor de reglare interconectate pentru a simplifica problema automatizărilor industriale.

5. **Metodele sistemelor liniare** : 10 comunicări -52 pagini

Întrebuinţarea şi delimitările metodelor elementare în studierea sistemelor liniare face obiectul comunicării lui I. M. L. JANSSEN (Olanda). M. A. AIZERMANN şi E. GARTMACHER (U.R.S.S.) examinează condiţiile pentru stabilitatea structurală a unor anumite sisteme de reglare şi dau criterii prin care pe baza diagramei funcţionale a sistemului se poate determina dacă acesta este structural stabil sau nu şi conexiunile care trebuie făcute pentru a face sistemul stabil. Efectul întîrzierilor în elementele de măsură asupra dinamicii sistemelor de reglare este examinat de D. W. PESSSEN (Israel) şi de E. F. HOCHSCHILD(S.U.A.) care expun diferite metode pentru studierea acestui efect şi pe care le aplică în cîteva cazuri. R. N. BRETOI (S.U.A.) expune o metodă simplificată pentru controlul automat longitudinal al unui avion şi care se poate aplica oricărui sistem descris de o ecuaţie diferenţială liniară de ordinul 3. Două comunicări de A. LANG (Germania) şi K. BOPP (Germania) se ocupă de probleme ridicate de reglarea automată a electrozilor în cuptoarele electrice. Despre relaţiile între teoria şi practica sistemelor automate se ocupă G. VAFIADIS (Elveţia).

6. **Sistemele neliniare şi discontinue** : 13 comunicări-94 pagini.

Cum era de aşteptat aceste sisteme au făcut obiectul celui mai mare număr de comunicări, urmate de discuţii foarte extinse. Comunicările sînt precedate de o expunere de sinteză făcută de B. P. VELTMANN (Olanda) avînd titlul „Stadiul actual al analizei şi sintezei sistemelor de reglare neliniare". Patru comunicări făcute de K. MAGNUS (Germania), J. C. WEST (Anglia), K. KLOTTER (S.U.A.) şi H. MATUSCHKA (Germania) expun metode aproximative pentru studierea sistemelor neliniare. Ideea de bază a acestor metode constă în aceea că ecuaţia diferenţială neliniară a sistemului este înlocuită printr-o ecuaţie liniară suficient de apropiată. În comunicarea făcută de B. N. NAUMOV (U.R.S.S.) „Metoda aproximativă pentru calculul regimului tranzitoriu în sistemele automate cuprinzînd elementele neliniare" ecuaţia diferenţială neliniară a sistemului este transformată într-o ecuaţia integrală neliniară care apoi este aproximată printr-un sistem de ecuaţii algebrice. În comunicarea făcută de A. M. LETOV se arată întrebuinţarea metodei directe Liapunov pentru rezolvarea exactă a problemelor de stabilitate în sistemele neliniare. Sinteza sistemelor automate cu impulsuri este expusă într-o comunicare făcută de I. Z. TIPCHIN (U.R.S.S.) în care se dau metode analitice şi grafice pentru această sinteză, cum şi pentru optimalizarea lor.

7. **Metodele statistice** : 8 comunicări — 40 pagini

În acest domeniu două comunicări . O. SCHÄFER (Germania) şi M. I. PELEGRIN (Franţa) tratează aspectele generale ale acestui domeniu arătîndu-se importanţa pe care au căpătat-o metodele statistice pentru studiul sistemelor complexe şi neliniare. C. M. CHANG, T. P. GOODMAN şi I. B. RESWICK (S.U.A.) se ocupă de întrebuinţarea funcţiunilor de corelaţie pentru studierea funcţionării dinamice a unui sistem fără a se întrerupe exp oatarea lui. Acelaşi subiect este tratat şi de comunicarea făcută de J. H. WATCOTT (Anglia). Criteriul valorii pătrate medii a abaterii aplicat în sistemele automate este examinat de R. I. ROCHENBURGER (S.U.A.) şi se indică metode pentru dimensionarea sistemului astfel ca abaterile rezultînd din perturbaţii accidentale să rămînă în limitele admise. I. OBRADOVICI şi M. MESAROVICI (Iugoslavia) expun o metodă pentru reglarea optimă a unui dispozitiv de reglare bazată pe criterii statistice.

8. **Reglarea optimă şi calitatea sistemelor de reglare** : 8 comunicări, — 51 pagini

I. M. NICHTINGALE (Anglia) metode pentru analiza sistemelor automate hidraulice, A. NOMOTO (Japonia) aplicarea metodelor logaritmice, H. KALTENECKER (Germania) problemele stabilităţii în sistemele pneumatice rapide, K. IZAWA şi S. HAYASHIKE (Japonia) criterii pentru reglarea unui sistem automat. Comunicarea făcută pe V. V. SOL DOVNIKOV şi A. M. BATKOV se ocupă de stadiul actual al sintezei sistemelor optimale care au o autovariaţie a parametrilor în funcţie de caracteristicile mărimiii de intrare şi se indică criterii pentru estimarea efectului produs de această optimalizare.

9. **Maşinile de calcul şi întrebuinţarea lor în sistemele automate** : 8 comunicări — 47 pagini

R. JONES (S.U.A.) se ocupă de bazele teoretice ale acestor maşini. Trei comunicări de H. KUERSCHNER (S. U. A.), K. J. LESEMANN (Germania) şi H. HOFFMANN (Germania) expun dezvoltarea şi întrebuinţarea acestor maşini în practica sistemelor automate în S.U.A. şi Germania. Aplicarea maşinilor analogice în sistemele multiple şi înglobarea lor în circuitul de reglare este expusă în comunicarea lui E. H. LUDWIG (Germania). Întrebuinţarea maşinilor digitale BESK cu o scurtă descriere a operaţiilor practice în

special a programării şi cu o comparaţie între maşinile analogice şi cele digitale este arătată de L. V. HAMOS (Suedia). Capitolul cuprinde şi „aplicarea calculului cu şiruri" de M. CUÈNOD (Elveţia) şi „ Bazele matematice ale criteriilor de stabilitate cu exemple de întrebuinţare a maşinii digitale IBM604" de E. BUKOVICS (Austria).

10. Reglarea automată a generatoarelor de abur: 4 comunicări — 30 pagini.

P. PROFOS (Elveţia) examinează aspecte teoretice generale; A. SCHNEIDER (Germania) se ocupă de alimentarea focarelor cu cărbune pulverizat şi cu problemele reglării automate ale unei asemenea alimentări. M. SCHERNCK (Germania) cu reglarea automată a nivelului de apă în generatoarele de abur. Comunicarea lui H. GOLZ (Germania) studiază cazurile în care parametrii de controlat au variaţii rapide ca în cazul supraîncălzitoarelor şi întrebuinţarea studiului pe model pentru asemenea cazuri.

11. Automatizarea acţionărilor: 5 comunicări — 26 pagini

Comunicările se ocupă : W. FEIST (Germania) de automatizare finisajului mecanic; A. GARDE (Suedia) de maşinile de copiat electrohidraulice; D. B. WELBOURN şi D. I. ALLEN — WILLIAMS (Anglia) de aplicarea teoriei reglării automate la motoarele Diesel.

12. Automatizarea în industrie: 7 comunicări — 54 pagini

Aparate moderne pentru controlul unor parametri în procesele continue sînt prezentate de P. HORST (S.U.A.). Comunicările făcute de D. M. BOYD (S.U.A.) şi B. JUNKER (Elveţia) se ocupă de problemele din reglările practice de temperatură iar H. FALDERBAUM (Germania) de întrebuinţarea cuplajului cu pulbere magnetică în sistemele automate. Relaţiile între teorie şi practică în automatică sînt examinate în comunicarea făcută de T. STEIN (Italia).

13. Dezvoltarea şi lucrul în colectiv: 3 comunicări — 8 pagini.

J. E. SAMSON (Anglia) se ocupă cu problema formării cadrelor pentru automatizări; P. PROFOS (Elveţia) cu concepţia elveţiană şi normele respective în domeniul terminologiei automaticii, iar R. OLTKER (Germania) cu metodele de lucru din Germania în automatizări.

Prin varietatea subiectelor tratate, care au acoperit toate domeniile teoretice ale automaticii, prin autoritatea autorilor comunicărilor din care numeroşi se găsesc printre figurile proeminente în acest domeniu precum şi prin diversitatea ţărilor de origină a comunicărilor această colecţie reprezintă o foarte valoroasă sursă de informaţie asupra stadiului teoriei automaticii şi a preocupărilor actuale în acest domeniu. Interesul colecţiei este mărit prin redarea discuţiilor care au avut loc aproape la fiecare comunicare, la unele discuţii foarte extinse şi care arată preocupările şi părerile altor cercetători în domeniul expus. În sfîrşit, trebuie remarcată calitatea grafică excepţională a culegerii.

I. Papadache

CZ 537.311.33

SPENKE, E: **Semiconductoare electronice**. Springer Verlag Berlin, 1956, p. 386.

Dezvoltarea în ultimii ani în mod deosebit a tehnicii semiconductoarelor şi utilizarea pe scară din ce în ce mai largă a transistoarelor impune cunoaşterea aprofundată a bazelor fizice de funcţionare a acestor elemente. Lucrarea prof. SPENKE constituie în acest sens o remarcabilă tratare a problemelor legate de principiul de funcţionare al diodelor semiconductoare şi al transistoarelor, atît la un nivel clasic, fără să facă apel la elemente de calcul din mecanica cuantică, cît şi la un nivel corespunzător necesităţilor teoretice ale acestui domeniu, pe bază metodelor de calcul ale mecanicii cuantice. În acest fel lucrarea cuprinde două părţi mari, prima constituită din 5 capitole, iar cea de a doua — din alte 5 capitole.

În capitolul I se discută mecanismul conducţiei în conductoare şi semiconductoare şi se face reprezentarea nivelelor de energii în aceste materiale. Capitolul următor tratează impurităţile care apar în reţelele cristaline ale substanţelor solide, precum şi interacţiunile care au loc între acestea şi restul reţelei, fără a se dezvolta însă deocamdată o teorie cuantică corespunzătoare.

Capitolul al III-lea tratează problemele electronului de defect, definindu-se masa efectivă a acestuia, cum şi echivalenţa dintre-o bandă complexă cu electroni şi un gaz Fermi fără electroni de defect.

În capitolul următor se tratează modul de acţionare al redresoarelor cu cristale, tratîndu-se contactul semiconductor-metal, precum şi redresorul semiconductor *p-n*.

Capitolul V conţine bazele fizice ale modului de lucru al transistorului. Se dezvoltă o teorie calitativă a transistorului cu joncţiuni şi a celui cu contacte punctiforme, fără a face apel la metodele mecanicii cuantice. Se tratează astfel transistoare cu joncţiunii de tip *n-p-n-* şi *p-n-p-* şi se introduc parametrii caracteristici acestuia.

În capitolul VI se introduc metodele de calcul aproximativ folosite de mecanica cuantică în tratarea moleculei de hidrogen. Capitolul următor introduce modelul benzilor de energie folosit în mecanica cuantică şi dezvoltă teoria funcţiilor de undă ale lui Bloch pentru electronii legaţi de reţeaua cristalină, precum şi teoria zonelor lui Brillouin pentru electronii slab legaţi de reţea. Se tratează apoi funcţiile de undă şi aspectul energetic corespunzător mişcării unui electron într-un cîmp potenţial periodic, precum şi influenţa cîmpurilor exterioare asupra unui electron din reţeaua cristalină. Capitolul tratează apoi problemele legate de interacţiunile mai multor electroni cu reţeaua, precum şi calculul conductibilităţii electronice. În capitolul VIII se tratează statistica lui Fermi a electronilor din metale, izolanţi şi semiconductoare, iar capitolul următor expune interacţiunea dintre o impuritate din reţea şi reţeaua cristalină, tratarea făcîndu-se acum cu ajutorul metodelor mecanicii cuantice. Ultimul capitol tratează problemele straturilor de margine în semiconductoare, precum şi interacţiunea dintre un contact metal-semiconductor.

Lucrarea mai conţine în plus trei anexe cu privire la unele relaţii de calcul folosite în cuprins.

Prin modul în care tratează întregul material, lucrarea este deosebit de utilă pentru toţi cei care se preocupă de problemele utilizării semiconductoarelor şi transistoarelor, lămurind bazele fizice ale acţiunii acestora. Prima parte a lucrării este utilă pentru lămurirea acestor chestiuni, fără a face apel la mecanica cuantică, pe cînd tratarea din partea a doua a lucrării conţine problemele corespunzătoare tratate cuantic.

Gh. R. I.

CRONICA

Consfătuirea asupra izotopilor cu deficit de neutroni

În ziua de 11 februarie a. c. a început la Dubna o consfătuire în care s-au comunicat lucrări în legătură cu obţinerea şi studiul izotopilor cu deficit de neutroni. În următoarele trei zile s-au comunicat cele 24 de lucrări ştiinţifice care formează baza studiului acestor izotopi. Ultima şedinţă a avut drept scop discutarea proiectului unui laborator de radiochimie destinat studierii izotopilor de viaţă scurtă cu deficit de neutroni.

Introducerea a fost făcută de prof. MURIN din Leningrad care a indicat cele mai adecvate metode radiochimice pentru studiul reacţiilor nucleare şi dependenţa strînsă dintre radiochimie şi spectroscopia nucleară. După intrarea în funcţiune a noului sincrociclotron al Institutului Unificat de la Dubna s-a început cercetarea radiochimică a produşilor de reacţie rezultaţi din interacţiunea nucleelor complexe cu protoni accelerați pînă la 660 MeV. S-au iradiat nuclee atomice într-un larg interval de numere atomice; cu această ocazie s-au lămurit procesele de fragmentare şi fisiune cu particule rapide. S-a arătat influenţa structurii păturilor din nucleu asupra randamentului produşilor de fisiune. Totodată au fost descoperiţi şi identificaţi o serie întreagă de izotopi cu deficit de neutroni, necunoscuţi pînă acum. Spectrele acestor nuclizi au fost identificate prin spectroscopie magnetică şi de scintilaţie. Pentru serii de nuclizi de acest fel s-a stabilit schema de dezintegrare şi s-au arătat caracteristicile nivelelor de energie.

Prof. B. S. DJELEPOV din Leningrad s-a ocupat de spectroscopia nucleelor cu deficit de neutroni, studiind în amănunt o familie de nuclee deformate care se întinde de la lantan ($Z = 57$) pînă la osmiu ($Z = 76$). Nucleele deformante cu simetrie elipsoidală sînt asimilate unui fluid în care nucleonii sînt aşezaţi în pături, iar aceia din ultima pătură, necompletă, sînt strînşi cuplaţi cu suprafaţa nucleară pe care se rotesc. Din energia primei trepte de excitare, de ordinul zecilor de keV s-au găsit primele stări de rotaţie din care s-au putut calcula momentul de inerţie al nucleelor. Următoarea serie de nivele începe la energii de peste 1 MeV şi prezintă numeroase scheme de dezintegrare cu emisie gama. Poziţia acestor nivele a fost interpretată după schemele date de NILLSON şi calculate pe baza unui potenţial oscilator. Calculul deformaţiei concordă cu valorile deduse dacă momentele quadrupolare ale nucleelor din această serie ($140 < A < 190$).

Seria ultimă de nivele începe de la 200 MeV şi se prelungeşte pînă la energiile cele mai înalte. La aceste energii se emit deci nuclee, nucleoni, fragmente mici şi fragmente mai mari. Mecanismul acestor emisii a fost interpretat prin tranziţia nucleonilor de pe învelişurile interioare pe ultimul, dînd naştere la dislocări în nucleu care duc la fragmentarea nucleului.

B. N. MEHEDOV a comunicat rezultatele cercetărilor cîtorva reacţii nucleare sub acţiunea protonilor de energii, pînă la 10 GeV, reacţii (p, $p\pi^+$), (p, $p\ 2\ \pi^+$). Din aceste reacţii, la energii înalte, se încearcă formarea mezonilor π^+, π^- şi π^0.

Pentru sitematizarea şi explicarea fenomenelor constatate, B. N. MEHEDOV a propus un bogat program de lucru.

A. K. LAVRUHINA, şefa grupei de chimie analitică din Dubna, a referat asupra particularităţilor caracteristice ale proceselor de fisiune şi de fragmentare a nucleelor grele cauzate de protoni de energii înalte. Rezultatele foarte numeroase au dus la descoperirea multor izotopi noi cu deficit de neutroni. Toate aceste genuri de procese la energii înalte au fost studiate şi în emulsie nucleară. Prof. N. A. PERFILOV a discutat rezultatele obţinute în cercetarea cascadelor şi în procesele de fragmentare şi fisiune, obţinute cu nuclee grele (ca Pb, U) cît şi cu nuclee uşoare (C, N, O). Substanţele au fost bombardate şi cu mezoni π^+ şi rezultatele reacţiilor sînt aceleaşi ca şi în cazul bombardării cu protoni.

Pentru un studiu cuprinzător şi sistematic al acestor probleme, se cere ca toate forţele răspîndite astăzi în Dubna, Moscova şi Leningrad să se concentreze la Dubna. De aceea, s-a proiectat un laborator imens în care să se întrunească tot ce poate fi util pentru continuarea unor teme atît de promiţătoare.

Laboratorul de radio-chimie, care se va clădi la Dubna în următorii doi-trei ani, se va întinde pe o suprafaţă de 4 000 m² şi va fi destinat studiului izotopilor cu deficit de neutroni.

Lucrările efectuate aici se vor îndrepta în trei direcţii: una radio-chimică, alta analitică şi a treia de spectroscopie nucleară.

Clădirea se construieşte în formă de U, are în mijloc coridoare lungi care poartă de o parte şi de alta camerele de lucru. În centrul părţii frontale, pe partea exterioară a laturii, se află intrarea, iar peste coridor, în partea interioară a formei în U se situează o cameră uriaşă. Aceasta este un pătrat cu latura de 13,5 m şi se înalţă pe trei etaje; aici se va instala separatorul magnetic, început de mai multă vreme şi care se va termina peste un an. Cu el se vor prepara izotopii stabili necesari iradierilor. Clădirea are subsol, parter şi un etaj. La subsol, partea frontală, va cuprinde spaţiile auxiliare cu ventilaţie, aer comprimat, vidul, apa distilată şi tot ce aprovizionează restul clădirii. Pe laturi sînt prevăzute camere mari, unde se lucrează fără prezenţa cercetătorului. Parterul este destinat prelucrării produselor iradiate. Aici se vor amenaja deci camere fierbinţi şi semifierbinţi. Acestea se situează mai ales în aripa stîngă a clădirii. Camerele vor fi utilate pentru activităţi medii de 500 mCu şi unele chiar pentru mai mult. Aici se va lucra cu norme mici. Se vor folosi dulapuri fierbinţi, lucrările se vor efectua cu manipulatoare, iar cercetătorii vor fi separaţi de probele active prin pereţi de fontă de 20 cm grosime şi prin sticlă de plumb. Totul va fi căptuşit cu material plastic care se va schimba după nevoie. Dulapurile şi mîinile mecanice se construiesc după un tip nou. Puterea de ridicare a manipulatorului M 31 va fi adusă la 5 kg. Ţintele active vor sosi în dulapurile fierbinţi prin ascensoare verticale de la un etaj la altul, fiind aşezate în conteinere. Nu se va folosi transportul pneumatic care este greoi şi necesită îngroşarea zidurilor pe care le străbate. În aceste spaţii se va lucra cu termen redus. Cîteva camere de pe aripa dreaptă, destinată lucrărilor mai puţin fierbinţi, vor fi utilate tot cu mobilier metalic, vopsite cu policlorură de vinil. Rezidurile radioactive se vor îndepărta în cutii protejate, apa se va purifica prin filtrare, se va centraliza şi numai după un răstimp cînd izotopii de viaţă scurtă îşi vor termina activitatea, li se va da drumul să se scurgă. Tot aici se prevăd şi camere de decontaminare.

În partea frontală a etajului I se vor aşeza laboratoarele de măsuri pentru produsele de înaltă activitate, camere cu spectometre β şi γ, cu contori, cu spectrometrie de mase, spectroscopie optică, laboratoare de chimie fizică. Un mic atelier de secţie şi o magazie de utilaje le vor însoţi. În aripa dreaptă a acestui etaj se vor situa camere obişnuite de chimie analitică. Sînt 20 de camere de lucru, cu camere fotografice; fiecare etaj are cîte două camere de balanţe. Aripa stîngă cuprinde laboratoare analitice de înaltă puritate pentru prepararea ţintelor, apoi biblioteca şi camera de lectură. Mobila este proiectată de Institutul de cercetări din Moscova.

Cele 18 camere de măsuri trebuind să fie utilate, s-au proiectat instalaţii magnetice. O comisie formată din radiochimişti şi spectroscopişti se îngrijeşte de o bogată aparatură compusă din tipuri diferite de spectrometre β, spectometre cu analizor multicanal, spectrometre α, spectrometre de mase, aparate pentru analiză spectrală fină etc. O asemenea clădire va adăposti pe toţi cercetătorii ţărilor de democraţie populară care se vor pasiona pentru subiecte de structură nucleară.

Dr. S. IONESCU

СОДЕРЖАНИЕ

Д. К. **621 — 52**

Передовая:

Промышленная автоматизация и некоторые смежные вопросы.

Automatica şi Electronica II (1958) **№** 3, Стр. 89-90

Заявление Междунардной федерации научных работников, по вопросу ядерного оружия.

Automatica şi Electronica II (1958) **№** 3, Стр. 91

Заявление профессора Жолио Кюри.

Automatica şi Electronica, II (1958) **№** 3, Стр. 91

Д. К. **621 — 53**

POPOV, M. V. :

Упрощенные аналитические признаки устойчивости линейных систем автоматического регулирования.

Automatica şi Electronica II (1958) **№** 3, Стр. 92-95

Излагается признак устойчивости лиенарда и Чипарта, особенно настаивая на возможность сокращения до половины порядка получающихся детерминатов. Приводится метод получения оценок устойчивости в упрощенной форме.

Д. К. **537.533.335**

ŢUGULEA, A. :

Приближенный аналитический расчет распределения магнитного поля на оси электронной магнитной линзы.

Automatica şi Electronica, II (1958) **№** 3, Стр. 95-98

Применением общего метода приближенного расчета, находятся аналитические выражения потенциала и магнитного поля на оси броневой электронной магнитной линзы. При этом считается, что линза имеет конечную длину и что магнитопровод не насыщен.

Д. К. **621.375.132.015.35**

PAUKER. V. :

Устойчивость частотной характеристики усилителя с отрицательной обратной связью.

Automatica şi Electronica, II (1958) **№** 3, 99-106

Рассматривается изменение с частотой, устойчивости модуля и фазы усилителя с обратной связью и приводятся соответствующие соотношения. На основе полученных результатов даются общие правила для выбора усилительных схем с максимальной устойчивостью частотной характеристики. Полученные соотношения применяются для некоторых частных, наиболее распространенных схем, устанавливая условия оптимальной степени обратной связи.

Д. К. **621.384.61.621.373**

TEODORESCU I. :

Радиотехнические установки для циклических резонансных ускорителей частиц.

Automatica şi Electronica , II (1958) **№** 3, Стр. 106-110

Рассматриваются электронные установки для создания высокочастотных ускорительных напряжений, а также устройства для необходимых изменений частоты и напряженности магнитного поля.

Д. К. **621.387.4.553.495**

VASILIU GH. :

Приборы для выявления радиоактивных веществ.

Automatica şi Electronica II (1958) **№** 3, Стр. 111-115

Рассматривается активность радиоактивного источника и основные приборы для его выявления. Описываются различные типы ионизационных камер и счетчиков и излагаются принципы методов исследования радиоактивных веществ.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 116—119
РЕФЕРАТЫ, стр. 119—132
РЕЦЕНЗИИ, стр. 133—135
ХРОНИКА, стр. 136

INHALTSVERZEICHNIS

D K 6 2 1-5 2

LEITARTIKEL :

Die industrielle Automatisierung und einige Nebenfragen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 89—90

Erklärung der Weltfederation der Wissenschaftler betreffend die Kernwaffen

Automatica şi electronica, II (1958) H . 3, S. 91

Erklärung Professors Frederic Joliot-Curie

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 91

D K 6 2 1-5 3

POPOV, M. V. :

Vereinfachte analytische Stabilitätskriterien für lineare selbsttätige Regelungssysteme

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 92—95

Es wird das Stabilitätskriterium von Liénard und Chipart dargelegt mit besonderer Betonung der Möglichkeit, die Ordnung der in den Kriterien vorkommenden Determinanten auf die Hälfte zu verringern. Es wird ein Rechenverfahren festgelegt, das gestattet, die Kriterien in vereinfachter Form schnell zu erhalten.

D K 537.533.335

ŢUGULEA, A. :

Analytische Näherungsberechnung des Magnetfeldverlaufes auf der Achse einer magnetischen Elektronenlinse

Automatica şi electronica II (1958) H. 3, S. 95—98

Durch Anwendung eines allgemeinen Verfahrens der Näherungsberechung, das in einen früheren Artikel dargelegt wurde, werden analytische Ausdrücke für dar Potential und das Feld auf der Achse einer magnetischen Linse. Die Formeln wurden in der Hypothese erhalten, dass die Länge der Linse endlich und der ferromagnetische Werkstoff ungesättigt ist.

D K 621.375.132.0 16.35

PAUKER, V. :

Die Stabilität der Frequenzcharakteristik von gegengekoppelten Verstärkern

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 99—106

Es wird die Anderung der Stabilität des Wertes und der Phase des gegengekoppelten Verstärkers als Funktion der Frequenz untersucht und die entsprechenden Beziehungen werden abgeleitet. Auf Grund der erhaltenen Ergebnisse werden einige allgemeine Empfehlungen betreffend die Wahl von Verstärkerschaltungen, gegeben, in Antbetracht auf die Erzielung einer maximalen Stabilität der Frequenzcharakteristik. Die abgeleiteten Formelen werden auf den Fall eininger öfter verwendeten konkreten Schaltungen angewandt und daraus Folgerungen betreffend den optimalen Gegenkopplungsgrad gezogen.

DK 621.384.61 : 621.373

TEODORESCU, I. :

Hochfrequenzeinrichtungen bei zyklischen Resonanz-Beschleunigern

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 106—110

Es werden die electronischen Einrichtungen zur Erzeugung der hochfreqenten Beschleunigungsspannung und die Vorrichtungen zur Erzielung der notwendigen Magnetfeld- und Frequenzänderungen untersucht.

D K 621.387.4 : 553.495

VASILIU, Gh. :

Anzeigegeräte von radioaktiven Stoffen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 111—115

In der Einleitung wird die Tätigkeit eines radioaktiven Stoffes und die hauptsächlichsten Geräte besprochen, die zur Entdeckung desselben dienen. Dann werden verschiedene Arten von Jonisierungskammern und Messzählern beschrieben. Zum Abschluss wird das Prinzip der Forschungsmethoden behandelt.

LABOR — NOTEN, S. 116—119
REFERATE, S. 120—132
BUCHBESPREZCUNGEN, S. 133—135
CHRONIK, S. 136

SOMMAIRE

C D 621-52

EDITORIAL

Automation industrielle et certains problèmes annexes

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 89—90

La Déclaration de la Fédération Mondiale des Hommes de Science concernant les armes nucléaires

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 91

Une declaration du professeur Fréderic Joliot-Curie

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 91

C D 621-53

POPOV, M. V. :

Des critériums analytiques simplifiés pour la stabilité des systèmes linéaires de réglage automatique

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 92—95

On expose le critérium de stabilité de Liénard et Chipart en insistant spécialement sur la possibilité de réduire à la moitié l'ordre des déterminants qui interviennent dans les critériums. On établit un procedé de calcul qui permet d'obtenir rapidement les critériums dans leur forme simplifiée.

C D 537.533.335

ŢUGULEA, A. :

Le calcul analytique par approximation de la distribution du champ magnétique sur l'axe d'une lentille électronique magnétique.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 95—98

En utilisant une méthode générale de calcul approximatif exposée dans un ouvrage antérieur, on établit les exspressions analytiques du potentiel et du champ sur l'axe d'une lentille magnétique. Les formules sont obtenues dans l'hypothèse d'une lentille de longeieur finie et d'un matériel ferromagnétique nonsaturé.

C D 621.375.132.016.35

PAUKER, V. :

La stabilité de la caractéristique de fréquence de l'amplificateur à réaction négative

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 99—106

On analyse la variation en fonction de la fréquence de la stabilité du module et de la phase de l'amplificareur à réaction négative en déduisant les relations respectives. En portant des résultats obtenus on formule certaines recommandations générales concernant le choix des schémas amplificateurs, afin d'obtenir le maximum de stabilité de la caractéristique de fréquence. Les formules déduites s'appliquent à quelques schémas particuliers utilisés plus fréquemment, en tirant des conclusions en ce qui concerne le degré de réaction optimum.

C D 621.384.61 : 621.37 3

TEODORESCU, I. :

Installations de radiofréquence pour accélérateurs cycliques résonnants

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 99—106

On examine les installations electroniques qui produisent la tension accélératrice de haute fréquence et les dispositifs pour obtenir les variations nécéssaires du champ magnétique et de la fréquence.

C D 621.387.4 : 553.495

VASILIU, GH.

Appareils pour détecter les substances radioactives

Automatica şi electronica, II (1958) no. 3, p. 111—115

Dans l'introduction on discute sur l'activité d'une source radioactive et sur l'appareillage de base qui sert à l'étudier. Ensuite on decrit différents types de chambres de ionisation et compteurs de mesure. En conclusion on donne le principe des methodes d'investigation.

NOTES DE LABORATOIRE, p. 116—119
COMPTES RENDUS, p. 120—132
RESUMES, p. 133—135
CHRONIQUE, p. 136

CONTENTS

D C 621-52

EDITORIAL :

Industrial automation and some related problems

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 89—90

The declaration of the World Federation of Scientists on nuclear weapons

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 91

A declaration of Professor Frederic Joliot-Curie

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 91

D C 621-53

POPOV, M. V. :

Simplified analytical criteria for the stability of linear control

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 92—95

The stability criterium of Lienard and Chipart laying stress especially on the possibility of having the order of the determinants involved in the criteria. A method of calculation is established which allows a rapid application of the criteria, in the simplified form.

D C 537-533.335

ŢUGULEA, A. :

Analytical calculation by approximation for the distribution of the magnetic field on the axis of a magnetic electron lens

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 95—98

Making use of a general method of approximate calculation presented in a previons work some analytical expressions are established for the potential and field on the axis of a magnetic lens. The formulas are derived on the assumption of a finite length of the lens and of an unsaturated ferromagnetic material.

PAUKER, V. :

The stability of the frequency response of the feed-back amplifier

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 99—106

The variation with frequency is analysed of the stability of modulus and phase of the feed-back amplifier and coresponding relations are estabilished. On the results obtained, some general recommendations are formulated regarding the choice of amplifying circuits, with a view to obtaining maximum stability of the frequency response characteristic. The formulas derived as applied in the case of some more used circuits, drawing conclusions onthe optimum degree of feed-back.

D C 621.375.132.016.35

TEODORESCU I. :

Radiofrequency installations for cyclic resonant accelerators

Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 106—110

The electronic installations are examined for producing the accelerating high frequency tension, as well as the circuits for producing the necessary var.ations of the magnetic field and of the frequency.

DC 6 2 1. 387.4 : 553.495

VASILIU, GH. :

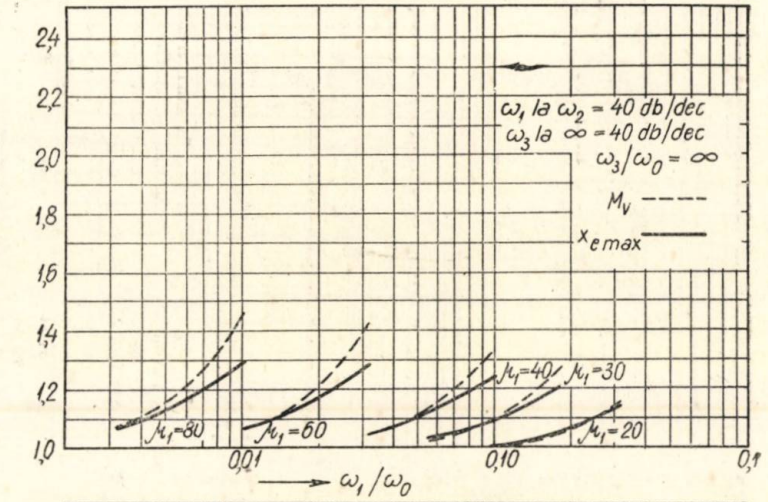
Instruments for the detection of radioactive materials

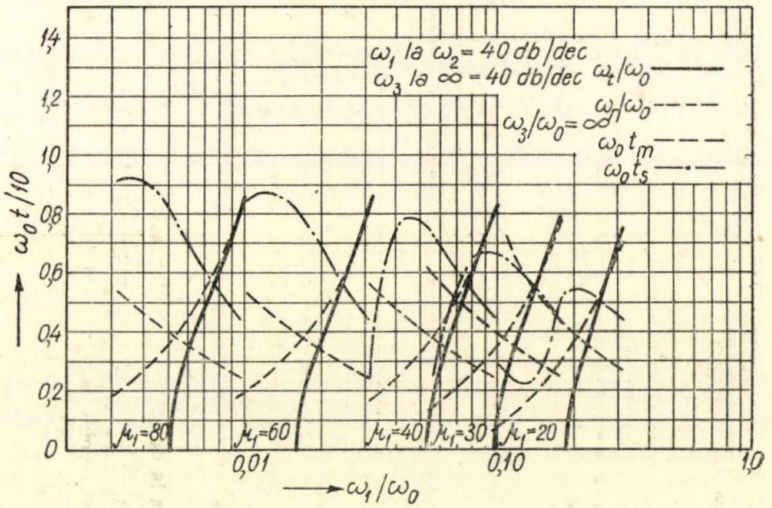
Automatica şi electronica, II (1958) nr. 3, p. 111—115

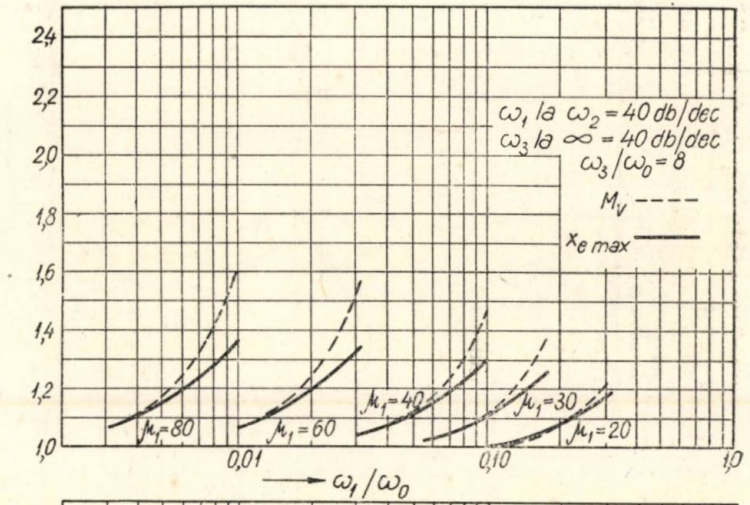
In the production, a general outline is given on the activity of a radioactive source and the basic instruments for its detection. Then several types of ionization chambers and counters are described. At the end, the principle of the methods of research is given.

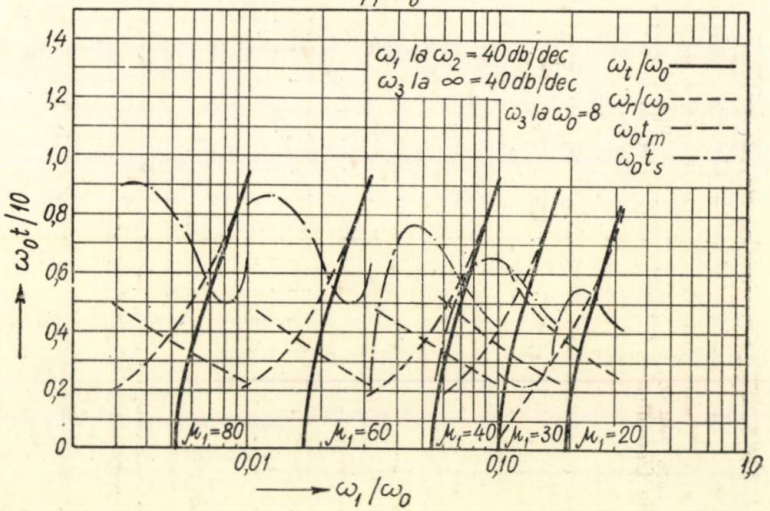
LABORATORY NOTES, p.1 16—119
ABSTRACTS, p. 120—132
BOOKS, p. 133—135
CHRONICLE, p. 136

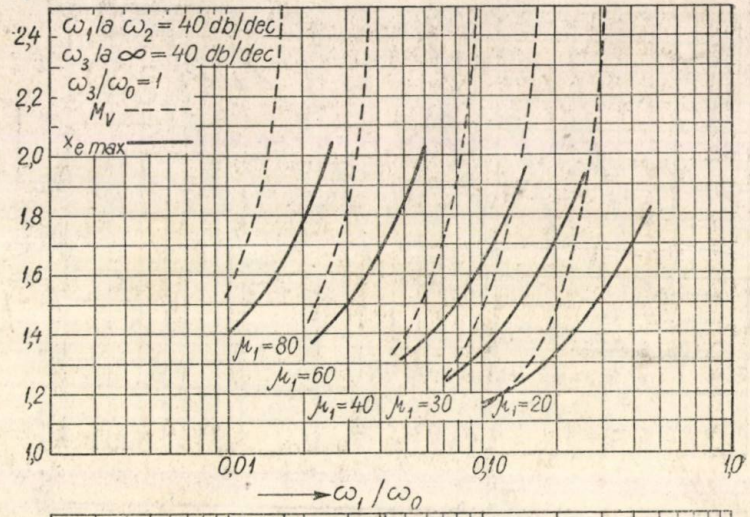
SZÁGOS-MŰSZAKI
1883

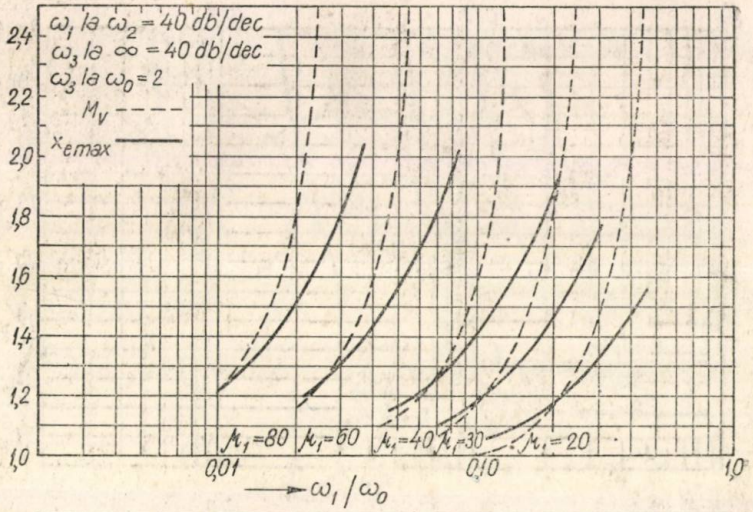

ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3/ω0 = ∞
Mv
xe max
μ1=80
μ1=60
μ1=40
μ1=30
μ1=20
ω1/ω0

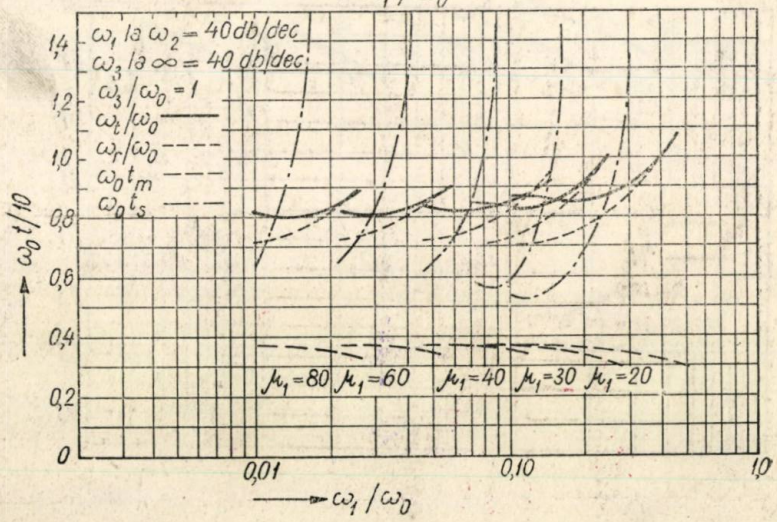

ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3/ω0 = ∞
ωt/ω0
ωr/ω0
ω0 tm
ω0 ts
ω0t/10
μ1=80
μ1=60
μ1=40
μ1=30
μ1=20
ω1/ω0

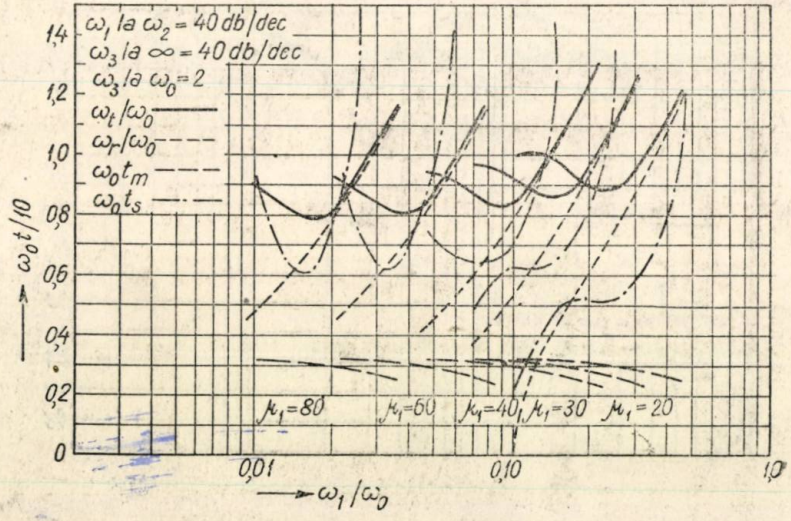

ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3/ω0 = 8
Mv
xe max
μ1=80
μ1=60
μ1=40
μ1=30
μ1=20
ω1/ω0


ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3 la ω0 = 8
ωt/ω0
ωr/ω0
ω0 tm
ω0 ts
ω0t/10
μ1=80
μ1=60
μ1=40
μ1=30
μ1=20
ω1/ω0

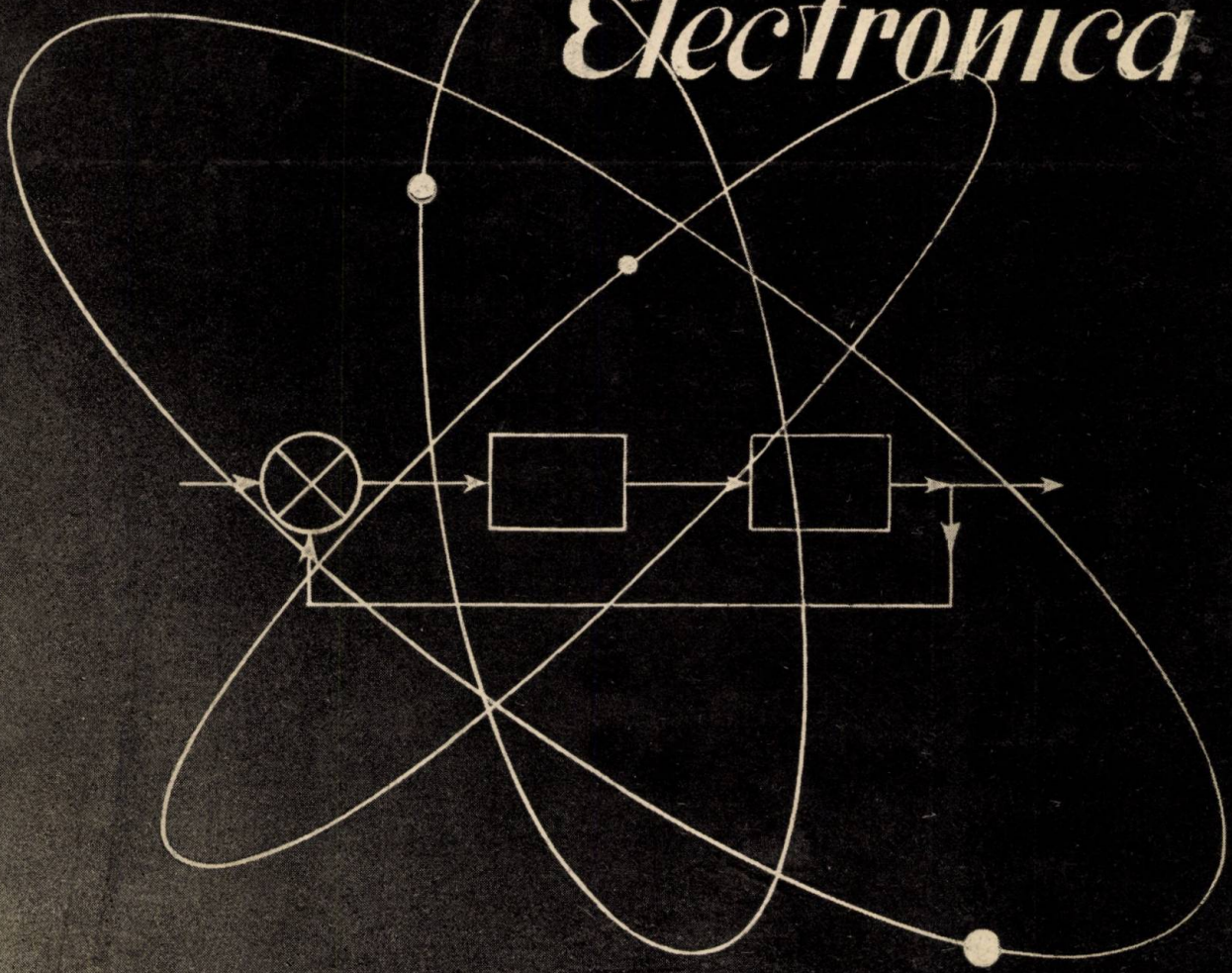

ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3/ω0 = 1
MV
xe max
μ1 = 80
μ1 = 60
μ1 = 40
μ1 = 30
μ1 = 20
2,4
2,2
2,0
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
0,01
0,10
1,0
ω1 / ω0


ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3 la ω0 = 2
MV
xe max
μ1 = 80
μ1 = 60
μ1 = 40
μ1 = 30
μ1 = 20
2,4
2,2
2,0
1,8
1,6
1,4
1,2
1,0
0,01
0,10
1,0
ω1 / ω0


ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3/ω0 = 1
ωt/ω0
ωr/ω0
ω0 tm
ω0 ts
μ1 = 80
μ1 = 60
μ1 = 40
μ1 = 30
μ1 = 20
ω0 t/10
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,01
0,10
1,0
ω1 / ω0


ω1 la ω2 = 40 db/dec
ω3 la ∞ = 40 db/dec
ω3 la ω0 = 2
ωt/ω0
ωr/ω0
ω0 tm
ω0 ts
μ1 = 80
μ1 = 60
μ1 = 40
μ1 = 30
μ1 = 20
ω0 t/10
1,4
1,2
1,0
0,8
0,6
0,4
0,2
0
0,01
0,10
1,0
ω1 / ω0

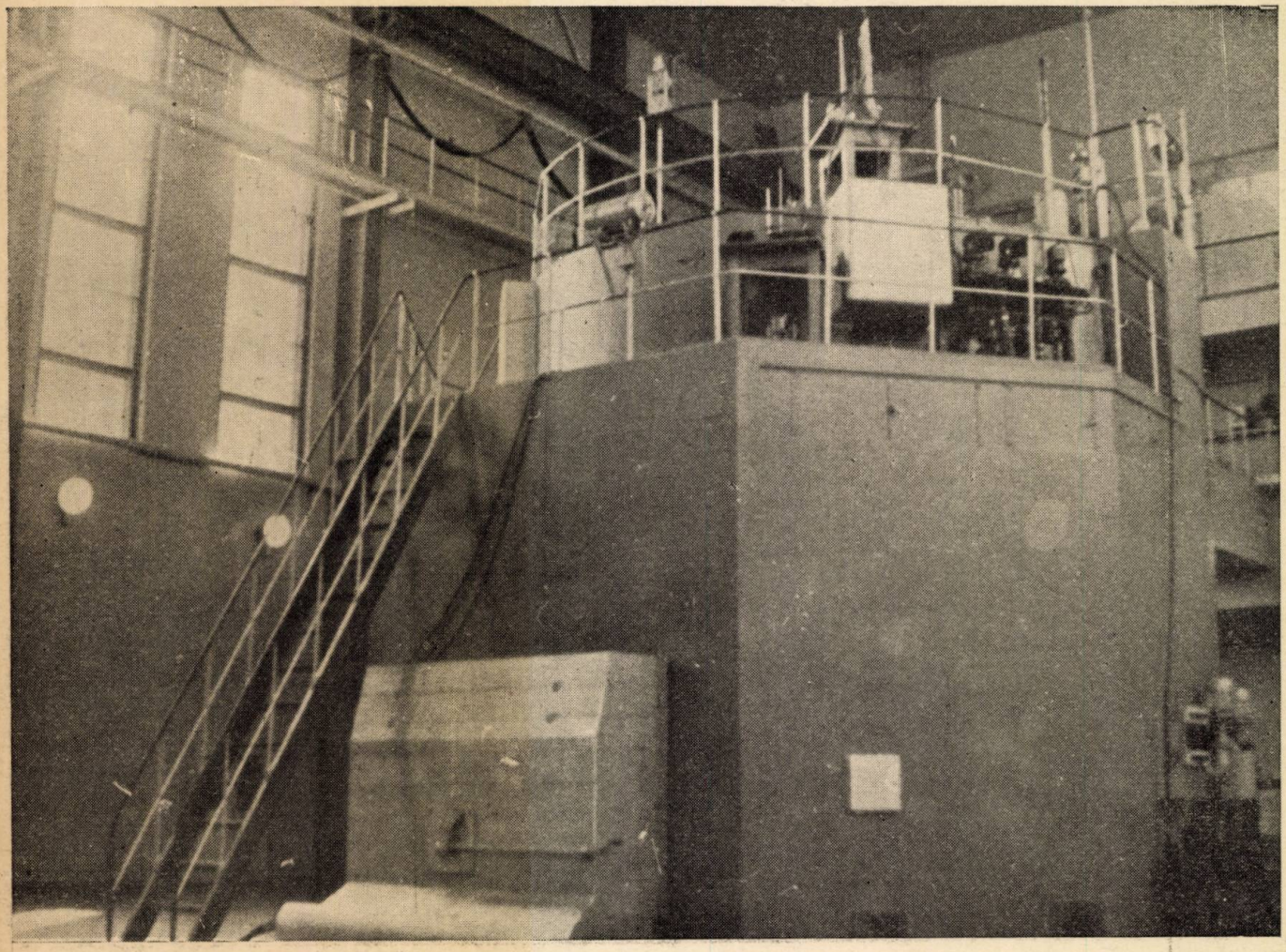
Automatica și Electronica



UNIUNEA ... ROMÂNIA
ÎNTREPRINDEREA ... CĂRȚI
ÜNIVERSITÄT ... WIEN
VYMENA ... TALSCH - CMENA

4

KAT.



Reactorul nuclear de 2000 kW al Institutului de fizică atomică al Academiei R.P.R., construit cu ajutorul U.R.S.S.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. 1 (1958) nr. 4 (iulie – august), pag., 137–184

SUMAR

REDACȚIA:
Frédéric Joliot — Curie
Automatica și electronica, II (1958) nr. 4, p. 137 — 138.

CZ 621–53
CONSTANTINESCU, P.:
Evaluarea unor indici de calitate cu ajutorul funcției Liapunov
Automatica și electronica, II (1958) nr. 4, p. 139 — 144.
Utilizînd teorema de stabilitate în mare, se dau evaluări ale indicilor de calitate $B(\delta)$ și $T(\delta,\varepsilon)$ cu ajutorul funcției Liapunov. Se aplică aceste rezultate la sistemele de reglare automată. Se ilustrează prin exemple aplicarea metodei. Se consideră de asemenea, diferite căi pentru îmbunătățirea evaluărilor indicilor de calitate.

CZ 621.373.431.2
ȚARINĂ, E. N.:
Oscilatorul autoblocat pulsat
Automatica și electronica, II (1958) nr. 4, p. 144 — 147.
Se prezintă o variantă nouă bazată pe un montaj fundamental al schemei unui oscilator autoblocat folosită în tehnica impulsurilor. Se dau relațiile de funcționare și metodele de proiectare. Se descrie o schemă experimentată de autor.

CZ 621.316.722:621.375.3
ȘAPIRA, S.:
Stabilizator de tensiune alternativă reglat cu amplificatoare magnetice
Automatica și electronica, II (1958) nr. 4, p. 148 — 153.
Se descrie principiul și funcționarea unui stabilizator cu amplificator magnetic realizat de autor. Se dau datele de proiectare și performanțele realizate.

CZ 531.787.9
WEISSELBERG, A.:
O nouă schemă pentru un dinamometru magneto-elastic
Automatica și electronica, II (1958) nr. 4, p. 153—158.
Lucrarea cuprinde o nouă schemă pentru un dinamometru magneto-elastic. Se dau amănunte în ceea ce privește construcția și funcționarea unui detector sensibil la fază utilizat în schemă, împreună cu o punte de impedanțe. Se descrie construcția traductorului din Mu-metal și se analizează comportarea unor traductoare similare din Mo-permalloy și permalloy obișnuit cu 78 % Ni, în ce privește eroarea de histereză magneto-elastică și sensibilitatea. Se prezintă trei fotograme obținute cu aparatul descris, utilizat la măsurarea eforturilor în tijele pompelor pentru extracția țițeiului.

CZ 621.039.421
ȘTEFĂNESCU, A.:
Calculul fizic al reactoarelor eterogene, uraniu natural-grafit (II).
Automatica și electronica II (1958) nr. 4, p. 158 — 172.
Se prezintă calculul dimensiunilor critice ale reactoarelor cu uraniu natural și grafit. Într-o expunere introductivă se dau unele elemente teoretice necesare înțelegerii modului de calcul a dimensiunilor critice.

NOTE DE LABORATOR, p. 173–174.
CRONICĂ, p. 174 — 176.
REFERATE, p. 177 — 180.
COMENTARII, p. 181
RECENZII, p. 182 — 184.

A TREIA EXPOZIȚIE UNGARĂ DE INSTRUMENTAȚIE

24 noiembrie — 7 decembrie 1958

Privire de ansamblu asupra întregii industrii de instrumente a Ungariei concomitent cu

PRIMA CONFERINȚĂ INTERNAȚIONALĂ DE MĂSURI TEHNICE

BUDAPESTA, CASA TEHNICII

Secretariatul: *Budapesta 5, Căsuța poștală 3. Ungaria.*
Telegrame: IMEKO
Telefon: 12-24-57

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 137—184) Nr. 4, iulie—august București, 1958

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁR 1633

Frédéric Joliot-Curie

„In el erau întruchipate toate trăsăturile minunate ale poporului francez și, în primul rînd, umanitatea sa. Amintirea sa va fi veșnic vie atît pentru prietenii săi cît și pentru Franța și pentru toți aceia care doresc lumii fericire și pace".

ILYA EHRENBURG

Vestea morții premature a profesorului Joliot-Curie ne-a zguduit pe toți. Am pierdut din mijlocul nostru un savant plin de genialitate, un cetățean de o profundă umanitate, un ilustru luptător pentru binele omenirii. Astăzi, cînd lumea începe să cunoască binefacerile uneia dintre cele mai mari descoperiri ale geniului său, — eliberarea energiei nucleare — și să se afirme hotărît pentru prevenirea folosirii ei în scopuri de distrugere, opera marelui savant ne apare mai elocventă și mai necesară pentru viitorul omenirii, epoca marilor transformări aduse de eliberarea controlată a energiei atomice.

Aducem pe această cale un ultim omagiu plin de durere celui dispărut, alături de afirmarea marilor noastre responsabilități pentru dezvoltarea moștenirii ce ne-a lăsat-o spre binele și progresul societății.

Frédéric Joliot-Curie ne va fi pildă de muncă științifică creatoare, de conștiință socială, iar memoria lui o vom cinsti prin munca noastră intensă, cu aceleași idealuri ca cele pe care le-a avut și le-a urmat.

COMITETUL DE REDACȚIE

La 14 august 1958 a încetat din viață la numai 58 ani, celebrul fizician francez, Frédéric Joliot-Curie, unul dintre cei mai mari specialiști în fizica nucleară și unul dintre pionierii care au contribuit la înfăptuirea celei mai mari realizări științifice a omenirii: eliberarea controlată a energiei atomice.

Moartea prematură a ilustrului savant a produs îndurerare nu numai în cercurile științifice din lumea întreagă, ci și în inimile a milioane de oameni iubitori de pace din toate țările, deoarece el a fost și un neobosit luptător pentru pacea și progresul omenirii, pentru eliberarea de sub exploatare a oamenilor muncii din țările capitaliste, pentru eliberarea popoarelor din colonii și pentru prietenia între popoare.

Moartea a survenit în urma unei suferințe îndelungate provocată de acțiunea radiațiilor, în decursul anilor, din timpul cînd încă nu se cunoșteau bine efectele lor distrugătoare, iar măsurile de protecție nu erau suficiente.

Ca și soția sa, Irène Curie, Frédéric Joliot-Curie, laureat al Premiului Nobel pentru fizică, laureat al premiului internațional Lenin „Pentru întărirea păcii între popoare", președinte al Consiliului Mondial al Păcii, președinte al Asociației „Franța-U.R.S.S." și membru al C.C. al P.C.F., a fost exemplul savantului progresist, profund conștient de datoriile sale față de societate.

Născut la Paris în 1900, într-o familie de vechi republicani — tatăl său a participat la apărarea Comunei din Paris — și-a ales la început cariera de inginer, urmînd școala municipală de fizică și chimie, unde a fost elevul celebrului fizician Paul Langevin. La terminarea studiilor, a fost numit inginer la o oțelărie din Luxemburg, dar grație savantului Paul Langevin, care îl aprecia, a fost primit ca preparator la Institutul de Radiu, condus de Maria Sklodowska Curie, unde s-a dedicat cu toată pasiunea cercetărilor științifice .Aici cunoaște

pe Irène Curie cu care se căsătoreşte şi care avea să devină în curînd o fiziciană tot atît de celebră ca şi mama sa.

Împreună cu Irène Curie, Frédéric Joliot-Curie începe să studieze cu perseverenţă proprietăţile nucleilor atomici — radioactivitatea naturală — descoperită nu de mult de Becquerel şi Maria Curie.

În 1933 descoperă împreună cu Irène Curie, radioactivitatea artificială.

Tot cu această ocazie ei descoperă şi un tip nou de dezintegrare neîntîlnit la radioactivitatea naturală: în loc de particule α sau electroni, unii radioizotopi artificiali emit pozitroni. Importanţa excepţională a acestor descoperiri a fost recunoscută prin acordarea Premiului Nobel pe anul 1935 celor doi soţi.

Lucrările lui Frédéric Joliot-Curie, de bombardare a beriliului cu particulele α ale poloniului sau radiului au premers descoperirea neutronului de către Chadwick în 1932 şi i-au permis mai tîrziu obţinerea de radioizotopi artificiali şi prin bombardarea cu neutroni. Aceste noi descoperiri au însemnat o etapă de o importanţă covîrşitoare în fizica nucleară deschizînd drumul spre eliberarea energiei nucleare.

În 1934 a arătat că neutronul este mai greu decît protonul, deci trebuie să se dezintegreze emiţînd particule β, ipoteză ce a fost verificată experimental abia în 1951, cînd dezvoltarea tehnicii nucleare a permis-o. În aceeaşi perioadă, descoperă fenomenul foarte important al transformării fotonilor γ în perechi de electroni şi pozitroni, sau fenomenul invers cunoscut şi sub numele de „anihilare".

În 1937 este numit profesor la catedra de chimie nucleară de la Collège de France, post de mare importanţă, unde organizează laboratorul de chimie nucleară pe care îl înzestrează şi cu primul ciclotron din Franţa. Tot aici va primi şi catedra de fizică experimentală în 1946, după moartea lui Paul Langevin.

Repetînd experienţele lui Fermi de bombardare a uraniului cu neutroni, Frédéric Joliot-Curie descoperă aproape simultan cu O. Hahn, fisiunea nucleului de uraniu în fragmente mai uşoare însoţită de eliberarea unei energii uriaşe şi de emisia cîtorva neutroni. Determinînd că numărul mediu de neutroni ce apar într-o fisiune este mai mare de 2, arată pentru prima dată în lume posibilitatea obţinerii unei reacţii în lanţ.

Încă din 1939, împreună cu colaboratorii Halban şi Kowaski, imaginează principiul primului reactor nuclear pe care îl brevetează renunţînd la avantajele materiale. Începerea războiului împiedică realizarea lui. Cînd Franţa este ocupată, Frédéric Joliot-Curie salvează întregul stoc de apă grea al ţării, care ar fi permis altfel germanilor să se apropie mai rapid de realizarea bombei atomice. În timpul ocupaţiei participă activ la lupta contra hitleriştilor, atît în Maquis, cît şi ca membu al P.C.F.

În 1943 este numit membru al Academiei de Ştiinţe Franceze, iar după eliberare, în 1946, este numit Înalt Comisar pentru problemele energiei atomice. În această funcţie, proiectează şi construieşte în 1948 prima pilă franceză Zoe cu uraniu natural şi apă grea şi pune bazele dezvoltării Franţei în energie atomică. Opunîndu-se oricăror încercări ale guvernului de a folosi energia atomică în scopuri de distrugere, este îndepărtat de la conducerea Comisariatului de Energie Atomică. În 1946 este numit preşedinte al Federaţiei Internaţionale a oamenilor de ştiinţă, iar în 1947, preşedinte al Asociaţiei „Franţa-U.R.S.S.".

Pe lîngă activitatea ştiinţifică, duce o neobosită luptă pentru pacea şi libertatea popoarelor, ceea ce îi aduce în 1951 alegerea ca preşedinte al Consiliului Mondial al Păcii, funcţie în care şi-a pus toată puterea sa de muncă şi talentul organizatoric, luptînd activ împotriva pregătirilor unui al treilea război mondial.

Încă dinainte de război, a fost un prieten al Uniunii Sovietice. Astfel, în 1933, participă la Conferinţa Unională de Fizică Nucleară ţinută la Leningrad; în 1936 este invitat de Academia de Ştiinţe a U.R.S.S. la comemorarea lui Mendeleev.

În 1945 participă la Sesiunea Jubiliară a Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. cu ocazia aniversării a 220 ani de la înfiinţare. În 1949, ia parte la lucrările Secţiei de Fizică şi Matematici a Academiei U.R.S.S., cu o comunicare despre situaţia fizicii în Franţa. În 1951 primeşte la Moscova Premiul Internaţional Lenin „Pentru întărirea păcii între popoare".

Oamenii de ştiinţă, ca şi masele largi din ţara noastră apreciau şi admirau pe acest mare savant şi om, iar în semn de omagiu i-au acordat titlul de doctor honoris cauza al Universităţii din Bucureşti şi membru de onoare al Academiei Republicii Populare Romîne.

PAUL CONSTANTINESCU *)

Evaluarea unor indici de calitate cu ajutorul funcţiei Liapunov

CZ 621-53

1. Punerea problemei. Teorema de stabilitate în mare

În multe cazuri din practică trebuie, ca pe lîngă problema stabilităţii unui sistem, să se studieze caracterul procesului de reglare din punctul de vedere al modului de amortizare al perturbaţiilor. În această lucrare se prezintă o metodă de evaluare a două mărimi (indici de calitate) care permit studiul acestui proces : amplitudinea maximă a perturbaţiei, pe care o vom

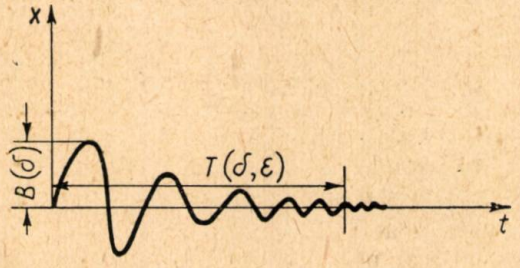


Fig. 1. Variaţia în timp a perturbaţiei

nota $B(\delta)$ (fig. 1) şi intervalul de timp după consumarea căruia putem considera că s-a revenit la regimul staţionar ; vom nota acest interval de timp $T(\delta, \varepsilon)$ (fig. 1).

La sistemele de reglare automată se studiază problema stabilităţii în mare a sistemului. Fie sistemul de ecuaţii diferenţiale :

$$\frac{dx}{dt} = \mathbf{f}(x,t) \text{ unde } \mathbf{f}(0,t) = 0 \qquad (1)$$

care descrie funcţionarea sistemului de reglare automată.

Spunem că soluţia banală a sistemului (1) este uniform stabilă în mare dacă [1] :

Pentru orice $\delta > 0$ şi $\varepsilon > 0$ există $B(\delta) > 0$ şi $T(\delta, \varepsilon) > 0$ cu $B(\delta) \to 0$ monoton pentru $\delta \to 0$ şi astfel că dacă

$$\|\mathbf{x}_0\| \leqslant \delta$$

atunci

$$\|\mathbf{x}(t\,;\, t_0,\, x_0)\| < B(\delta) \text{ pentru } t \geqslant t_0$$

$$\|\mathbf{x}(t\,;t_0,x_0)\| \leqslant \varepsilon \text{ pentru } t \geqslant t_0 + T(\delta, \varepsilon)$$

În cele ce urmează se utilizează următoarea *Teoremă.*

Dacă există $V(x,t)$ *diferenţiabilă astfel ca* : $a(\|\mathbf{x}\|) \leqslant V(x,t) \leqslant b(\|\mathbf{x}\|)$ unde $a(r)$ şi $b(r)$ sînt funcţii reale, pozitive şi monoton crescătoare, definite pentru $r > 0$ şi $a(0) = b(0) = 0$, iar $a(r)$ satisface condiţia

$$a(r) \to \infty \text{ cînd } r \to \infty \qquad (c_1)$$

şi dacă

$$\frac{dV(x,t)}{dt} \leqslant -c(\|\mathbf{x}\|) \text{ unde funcţia } c(r) \text{ este la fel}$$

ca funcţia $(b(r)$,

atunci soluţia banală a sistemului (1) *este uniform stabilă în mare.*

Demonstraţie.

I) Să arătăm că putem alege $B(\delta)$ aşa că dacă

$$\|\mathbf{x}_0\| \leqslant \delta$$

să rezulte

$$\|\mathbf{x}(t\,;t_0,\, x_0)\| < B(\delta) \text{ pentru } t \geqslant t_0.$$

Avem [2] :

$$a(\|x\|) \leqslant V[x(t\,;t_0x_0),\, t] \leqslant V(x_0,\, t_0) \leqslant b(\|\mathbf{x}_0\|) \leqslant$$
$$\leqslant b\{b^{-1}[a(B)]\} = a(B)$$

unde am considerat

$$\|\mathbf{x}_0\| \leqslant b^{-1}[a(B)]$$

deci

$$\delta = b^{-1}[a(B)].$$

Prin urmare trebuie ca $b(\delta) = a(B)$ şi se observă că condiţia (c_1) se pooate înlocui prin condiţia :

Pentru orice δ să existe B astfel ca

$$b(\delta) = a(B). \qquad (c_2)$$

De pildă condiţia (c_2) este îndeplinită dacă funcţiile $b(\delta)$ şi $a(B)$ satisfac relaţia :

$$\lim \sup a = \lim \sup b \text{ (fig. 2).}$$

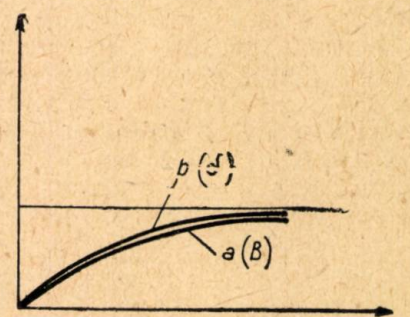


Fig. 2. Graficul funcţiilor $b(\delta)$ şi $a(B)$

Prin urmare dacă

$$\|\mathbf{x}_0\| \leqslant \delta = b^{-1}[a(B)]$$

atunci $a(\|\mathbf{x}\|) \leqslant a(B)$ şi deoarece $a(r)$ este monoton

*) Ing. P. CONSTANTINESCU este asistent la Catedra de matematici generale a Universităţii „C. I. Parhon" din Bucureşti.

crescătoare $\|(\mathbf{x}(t\,;\,t_0,x_0)\| \leqslant B(\delta)$ pentru $t \geqslant t_0$, cu $B(\delta) = a^{-1}\,[b\,(\delta)]$

Se observă că $B\,(\delta)$ este monoton crescătoare şi că $B(0) = 0$.

Să arătăm că dacă $\|\mathbf{x}_0\| < \delta$ putem alege $T(\delta, \varepsilon)$ astfel ca

$$\|\mathbf{x}\|\,(t\,;\,t_0,\,x_0)\,\| < \varepsilon \text{ pentru } t \geqslant t_0 + T\,(\delta,\,\varepsilon)$$

Fie $\delta_1 > 0$ cu $B\,(\delta_1) = \varepsilon$. Fie $T = \dfrac{a\,(B)}{c\,(\delta_1)}$

Să demonstrăm că există $t_1\,\mathfrak{S}(t_0,\,t_0 + T)$ cu

$$\|\mathbf{x}\,(t_1\,;\,t_0,\,x_0)\| < \delta_1$$

prin absurd. Dacă în tot intervalul avem

$$\|\mathbf{x}\,(t\,;t_0,\,x_0)\| \geqslant \delta_1$$

atunci

$$V'\,[x(t\,;t_0,\,x_0),\,t] \leqslant -c\,(\|\mathbf{x}\|) \leqslant -c(\delta_1)$$

$$V\,[x\,(t\,;t_0,\,x_0),\,t] \leqslant V\,(x_0,\,t_0) - c(\delta_1)\,(t - t_0)$$

şi pentru $t = t_0 + T$ obţinem

$$V\,[x(t\,;t_0.\,x_0),\,t] \leqslant a\,(B) - c(\delta_1)\;T = 0$$

ceea ce este contradictoriu.

Fie $t_1\,\mathfrak{S}\,(t_0, t_0 + T)$, avem

$$\|\mathbf{x}\,(t_1\,;\,t_0,\,x_0)\| < \delta_1.$$

Considerînd t_1 ca moment iniţial avem (I) :

$$\|\mathbf{x}\,[t\,;\,t_1,\,x(t_1\,;t_0,\,x_0)]\| \leqslant B\,(\delta_1) = \varepsilon \text{ pentru } t \geqslant t_1$$

şi deoarece $t_0 + T \geqslant t_1$ avem

$$\|\mathbf{x}\,(t\,;\,t_0,\,x_0)\| < \varepsilon \text{ pentru } t \geqslant t_0 + T. \quad \text{q.e.d.}$$

2. Evaluarea indicilor de calitate $B(\delta)$ şi $T(\delta,\varepsilon)$

Vom evalua mărimile $B(\delta) = a^{-1}\,[b\,(\delta)\,]$ şi $T(\delta,\varepsilon) = \dfrac{b(\delta)}{c\{b^{-1}\,[a(\varepsilon)]\}}$ pentru sistemele de reglare indirectă [3] :

$$\frac{dx_s}{dt} = -\,\rho_s\,\mathbf{x}_s + f\,(\sigma) s = 1, \ldots, n \qquad (2)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \sum_{i=1}^{n} \beta_i\,x_i - \mathrm{r} f\,(\sigma)$$

unde $\sigma f\,(\sigma) > 0$ şi $h_1\,\sigma^2 \leqslant \sigma f(\sigma) \leqslant h_2\,\sigma^2$, $\rho_s > 0$ distincţi şi $r > 0$.

Fie

$$V = \sum_{\alpha,\beta=1}^{n} \frac{a_\alpha\,a_\beta\,x_\alpha\,x_\beta}{\rho_\alpha + \rho_\beta} + \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} A_i\,x_i^2 + \int_0^\sigma f\,(\sigma)\,d\sigma$$

unde $A_i \geqslant 0$

Ori $F = \Sigma \dfrac{a_\alpha\,a_\beta\,x_\alpha\,x_\beta}{\rho_\alpha + \rho_\beta}$, [3] este formă pătratică pozitiv definită.

Dacă λ şi Λ sînt respectiv cea mai mică şi cea mai mare valoare proprie a formei F, avem :

$$\lambda\,\|\mathbf{x}\|^2 \leqslant F \leqslant \Lambda\,\|\mathbf{x}\|^2 \quad \text{cu } \|\,\mathbf{x}\,\| = \sum_{i=1}^{n} x_i^2$$

Fie A_m şi A_M cel mai mic şi cel mai mare dintre numerele A_i. Avem

$$A_m\,\|\mathbf{x}\|^2 \leqslant \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{n} A_i x_i^2 \leqslant A_M\,\|\mathbf{x}\|^2$$

De asemeni

$$\frac{1}{2}\,h_1\,\sigma^2 \leqslant \int_0^\sigma f\,(\sigma)\,d\sigma \leqslant \frac{1}{2}\,h_2\,\sigma^2$$

Prin urmare :

$$\lambda\|\mathbf{x}\|^2 + A_m\|\mathbf{x}\|^2 + \frac{1}{2}\,h_1\,\sigma^2 \leqslant V \leqslant \Lambda\|\mathbf{x}\|^2 +$$

$$+ A_M\|\mathbf{x}\|^2 + \frac{1}{2}\,h_2\,\sigma^2$$

Fie

$$k_1 = \min\left(\lambda,\,A_m,\,\frac{1}{2}\,h_1\right)$$

$$k_2 = \max\left(\Lambda,\,A_M,\,\frac{1}{2}\,h_2\right)$$

Şi fie

$$y_i = x_i \qquad y_{n+1} = \sigma\; i = 1, \ldots, n$$

Avem :

$$k_1\,\|\mathbf{y}\|^2 \leqslant V \leqslant k_2\,\|\mathbf{y}\|^2 \qquad (3)$$

Derivata în virtutea sistemului a funcţiei Liapunov este :

$$-\frac{dv}{dt} = \left[\sum_{\alpha=1}^{n} a_\alpha\,x_\alpha + \sqrt{r}\,f\,(\sigma)\right]^2 +$$

$$+ \sum_{\alpha=1}^{n} A_\alpha\,\rho_\alpha\,x_\alpha^2 - f\,(\sigma)\sum_{\alpha=1}^{n} x_\alpha\left[A_\alpha + \beta_\alpha + 2\sqrt{r}\,a_\alpha + \right.$$

$$\left. + 2a_\alpha \sum_{\beta=1}^{n} \frac{a_\beta}{\rho_\alpha + \rho_\beta}\right]$$

Conform teoremei lui Lurie dacă se pot determina n numere $A_\alpha > 0$ astfel ca sistemul

$$A_\alpha + \beta_\beta + 2\,a_\alpha\left(\sqrt{r} + \sum_{\beta=1}^{n} \frac{a_\beta}{\rho_\alpha + \rho_\beta}\right) = 0 \qquad (4)$$

să admită soluţii reale pentru a_α atunci soluţia banală a sistemului (2) este stabilită în mare (uniform).

Dacă condiţiile teoremei lui Lurie sînt îndeplinite atunci :

$$\frac{dV}{dt} = -\left[\sum_{\alpha=1}^{n} a_\alpha\,x_\alpha + \sqrt{r}\,f\,(\sigma)\right]^2 - \sum_{\alpha=1}^{n} A_\alpha\,\rho_\alpha\,x_\alpha^2$$

Fie λ_i, $i = 1, \ldots, n+1$ valorile proprii corespunzătoare formei patratice negativ definite $\frac{dV}{dt}$

Fie $-l = \max(\lambda_1, \ldots, \lambda_{n+1})$.

Conform condiţiilor la care este supusă $f(\sigma)$ avem:

$$h_1^2\sigma^2 \leqslant f^2(\sigma) \leqslant h_2^2\sigma^2$$

Fie $h_1 > 1$. Avem:

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -l\|\mathbf{y}\|^2 \qquad (5)$$

unde vectorul $\mathbf{y}$ are componentele: $x_1, x_2, \ldots, x_n, \sigma$.

Fie $h_1 < 1$.

Avem

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -lh_1^2\|\mathbf{y}\|^2 \qquad (5')$$

unde vectorul $\mathbf{y}$ este acelaşi ca la (5).

Să remarcăm că numerele k_1, k_2 şi l se exprimă în funcţie de parametrii care intervin în sistem; într-adevăr rezolvarea sistemului (4) permite să determinăm $a_1, \ldots, a_n$ în funcţie de aceşti parametri. Să observăm de asemeni că în loc să calculăm cea mai mică, respectiv cea mai mare valoare proprie este suficient să evaluăm marginea inferioară respectiv superioară a rădăcinilor ecuaţiilor caracteristice ai căror coeficienţi, sînt funcţii de parametrii sistemului de $a_1, \ldots, a_n$ şi h_1, h_2, deci funcţii de parametrii sistemului şi de numerele h_1, h_2 care sînt date ale problemei. Vom ilustra aceste consideraţii pentru cazurile $n = 1$ şi $n = 2$ (§ 4).

3. Aplicaţii la sisteme de reglare automată

Folosind (3) şi (5) să calculăm funcţiile $B(\delta)$ şi $T(\delta, \varepsilon)$. Vom lua:

$$a(\|\mathbf{y}\|) = k_1\|\mathbf{y}\|^2$$
$$b(\|\mathbf{y}\|) = k_2\|\mathbf{y}\|^2$$
$$c(\|\mathbf{y}\|) = l\|\mathbf{y}\|^2$$

Calculăm $B(\delta) = a^{-1}[b(\delta)]$. Avem

$$b(\delta) = k_2\delta^2$$

apoi $a(u) = k_1u^2$ deci $a^{-1}(u) = \sqrt{\frac{u}{k_1}}$. Prin urmare

$$a^{-1}[b(\delta)] = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}}\delta \therefore B(\delta) = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}}\delta$$

Calculăm $T(\delta, \varepsilon) = \frac{b(\delta)}{c\{b^{-1}[a(\varepsilon)]\}}$

Avem

$$a(\varepsilon) = k_1\varepsilon^2$$

$$b(u) = k_2u^2 \therefore b^{-1}(u) = \sqrt{\frac{u}{k_2}}$$

Prin urmare:

$$b^{-1}[a(\varepsilon)] = \sqrt{\frac{a(\varepsilon)}{k_2}} = \sqrt{\frac{k_1}{k_2}}\,\varepsilon$$

$$c\{b^{-1}[a(\varepsilon)]\} = l\frac{k_1}{k_2}\varepsilon^2$$

Deci

$$T(\delta, \varepsilon) = \frac{k_2\delta^2}{l\frac{k_1}{k_2}\varepsilon^2} = \frac{k_2^2}{lk_1}\frac{\delta^2}{\varepsilon_2}$$

Se observă că $B(\delta)$ şi $T(\delta, \varepsilon)$ sînt cu atît mai mici cu cît δ este mai mic, iar $T(\delta, \varepsilon)$ creşte pe măsură ce ε descreşte.

4. Studiul unor sisteme particulare

a) *Cazul $n = 1$.*

$$\frac{dx}{dt} = -\rho x + f(\sigma)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \beta x - rf(\sigma)$$

Fie

$$V = \frac{a^2x^2}{2\rho} + \frac{1}{2}Ax^2 + \int_0^\sigma f(\sigma)\,d\sigma.$$

Avem

$$\frac{1}{2}\left(\frac{a^2}{\rho} + A\right)x^2 + \frac{h_1}{2}\sigma^2 \leqslant V \leqslant \frac{1}{2}\left(\frac{a^2}{\rho} + A\right)x^2 + \frac{h_2}{2}\sigma\gamma$$

Fie

$$k_1 = \min\left\{\frac{1}{2}\left(\frac{a^2}{\rho} + A\right), \frac{1}{2}h_1\right\}$$

$$k_2 = \max\left\{\frac{1}{2}\left(\frac{a^2}{\rho} + A\right), \frac{1}{2}h_2\right\}$$

Avem

$$k_1(x^2 + \sigma^2) \leqslant V \leqslant k_2(x^2 + \sigma^2)$$

$$-\frac{dV}{dt} = [ax + \sqrt{r}\,f(\sigma)]^2 +$$

$$+ A\rho x^2 - \left(\frac{a^2}{\rho} + A + \beta - 2a\sqrt{r}\right)xf(\sigma)$$

Sistemul (4) devine:

$$\frac{a^2}{\rho} + A + \beta - 2a\sqrt{r} = 0$$

Dacă $r\rho - \beta > A$ condiţiile teoremei lui Lurie sînt îndeplinite.

Vom considera A mic, pozitiv. Mărimile k_1 şi k_2 devin :

Vom considera A mic, pozitiv. Mărimile k_1 şi k_2 devin :

$$k_1 = \min\left\{\frac{a^2}{2\rho}, \frac{h_1}{2}\right\}$$

$$k_2 = \max\left\{\frac{a^2}{2\rho}, \frac{h_2}{2}\right\}$$

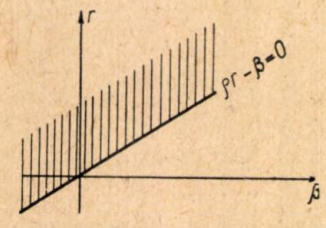


Fig. 3 Regiunea de stabilitate

Rezolvînd ecuaţia (4') considerînd de asemenea $A \simeq 0$ avem

$$a^2 - 2a\rho\sqrt{r} + \beta\rho = 0$$

$$a_{1,2} = \rho\sqrt{r} \pm \sqrt{r\rho^2 - \beta\rho} = \sqrt{\rho}\,(\sqrt{\rho r} \pm \sqrt{\rho r - \beta})$$

Prin urmare :

$$\begin{cases} k_1 = \min\left\{\frac{1}{2}(\sqrt{\rho r} - \sqrt{\rho r - \beta})^2, \frac{1}{2}h_1\right\} \\ k_2 = \max\left\{\frac{1}{2}(\sqrt{\rho r} + \sqrt{\rho r - \beta})^2, \frac{1}{2}h_2\right\} \end{cases} \quad (6)$$

$$\frac{dV}{dt} = -[ax + \sqrt{r}\,f(\sigma)]^2 - A\rho x^2 =$$

$$= -[(a^2 + A\rho)\,x^2 + 2a\sqrt{r}\,xf(\sigma) + rf^2(\sigma)]$$

Ecuaţia caracteristică corespunzătoare este :

$$\begin{vmatrix} a^2 + A\rho - \lambda & a\sqrt{r} \\ a\sqrt{r} & r - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

$$\lambda^2 - (a^2 + A\rho + r)\,\lambda + rA\rho = 0$$

Se observă că rădăcinile ecuaţiei caracteristice sînt pozitive. Fie λ_1 şi λ_2 aceste rădăcini. Fie $l = \min(\lambda_1, \lambda_2)$.

Dacă $h_1 > 1$, avem :

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -l(x^2 + h_1^2\sigma^2) \leqslant -l\,h_1^2(x^2 + \sigma^2)$$

Se observă că l, k_1 şi k_2 depind de parametrii sistemului care trebuie să îndeplinească condiţia de stabilitate $r\rho - \beta > 0$. (fig. 3).

Se verifică imediat că în acest caz ($n = 1$) condiţia $r\rho - \beta$ de stabilitate este necesară şi suficientă.

Fie ρ, r, β fixaţi. Pentru a avea indici de calitate mai buni deci $B(\delta)$ şi $T(\delta, \varepsilon)$ cît mai mici se observă că trebuie să avem k_2 cît mai mic, iar k_1 şi l cît mai mari :

$$B(\delta) = \sqrt{\frac{k_2}{k_1}}\,\delta, \qquad T(\delta, \varepsilon) = \frac{k_2^2}{lk_1}\,\frac{\delta^2}{\varepsilon^2}$$

conform formulelor (6) trebuie ca h_1 să fie cît mai mare iar h_2 cît mai mic :

Fie r, ρ, h_1, h_2 fixaţi. Pentru a avea indici mai buni de calitate trebuie ca $\beta > 0$ şi anume cît mai aproape de ρr. În adevăr în baza formulelor (6) pentru a avea k_2 cît mai mic trebuie ca suma $\sqrt{\rho r} + \sqrt{\rho r - \beta}$ să fie minimă, iar pentru ca să avem k_1 cît mai mare trebuie ca descăzutul din expresia $\sqrt{\rho r} - \sqrt{\rho r - \beta}$ să fie cît mai mic.

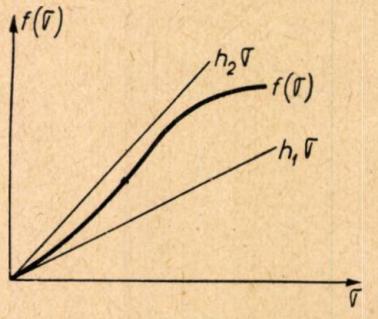


Fig. 4 Graficul funcţiei $f(\sigma)$

Prin urmare punctul de coordonate (r, β) trebuie să se afle în (D) cît mai aproape de dreapta Δ.

Dacă se studiază acest sistem ($n = 1$) cu metoda lui Aizermann, pe lîngă condiţia $\rho r - \beta > 0$

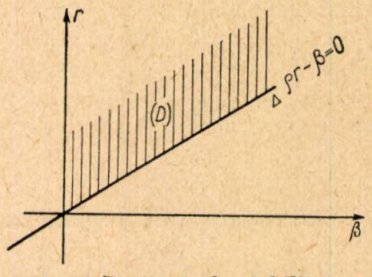


Fig. 5 Regiunea de stabilitate

se obţine şi condiţia $\beta > 0$, care înseamnă după cum am văzut o îmbunătăţire a indicilor de calitate.

b) Cazul $n = 2$:

$$\frac{dx_1}{dt} = -\rho_1 x_1 + f(\sigma)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -\rho_2 x_2 + f(\sigma)$$

$$\frac{d\sigma}{dt} = \beta_1 x_1 + \beta_2 x_2 - r f(\sigma)$$

Fie $V = \frac{a_1^2 x_2^2}{2\rho_1} + 2\frac{a_1 a_2 x_1 x_2}{\rho_1 + \rho_2} + \frac{a_2^2 x_2^2}{2\rho_2} +$

$$+ \frac{1}{2}(A_1 x_1^2 + A_2 x_2^2) + \int_0^\sigma f(\sigma)\,d\sigma$$

Procedînd ca în exemplul precedent obţinem :

$$k_1 \|\mathbf{y}\|^2 \leqslant V \leqslant \|\mathbf{y}\|^2$$

Calculînd derivata în virtutea sistemului :

$$-\frac{dV}{dt} = [(a_1x_1+a_2x_2)+\sqrt{r}\, f(\sigma)]^2 + A_1\rho_1 x_1^2 +$$

$$+ A_2\rho_2 x_2^2 - f(\sigma)\sum_{\alpha=1}^{2} x_\alpha \left[A_\alpha + \beta_\alpha + 2a_\alpha\left(\sqrt{r} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \sum_{\beta=1}^{2} \frac{a_\beta}{\rho_\alpha + \rho_\beta}\right)\right]$$

Sistemul (4) devine :

$$A_1 + \beta_1 + 2a_1\left(\sqrt{r} + \frac{a_1}{2\rho_1} + \frac{a_2}{\rho_1+\rho_2}\right) = 0$$

$$A_2 + \beta_2 + 2a_2\left(\sqrt{r} + \frac{a_2}{2\rho_2} + \frac{a_1}{\rho_1+\rho_2}\right) = 0$$

unde presupunem că A_1 şi A_2 sînt mici, neglijabili. Dacă sînt îndeplinite condiţiile care sînt date de exemplu în [3] (pag. 132—134) atunci a_1, a_2 rezultă :

$$a_1 = \rho_1 \quad (z_1 - 1)$$

$$a_2 = \rho_2 \quad (z_2 - 1)$$

unde de pildă z_1 este dat de ecuaţia (4.35) (pag. 133) [3] :

$$(\rho_2-\rho_1) z_1^2 - 2\rho_2(1\pm\Gamma) z_1 + \rho_2(1\pm\Gamma)^2 +$$
$$+ \rho_1 - \rho_2 - \beta_1 + \beta_2 = 0$$

unde $\Gamma^2 = 1 - \frac{\beta_1}{\rho_1} - \frac{\beta_2}{\rho_2}$.

Dacă sînt îndeplinite condiţiile lui Lurie :

$$\begin{cases} 1 - \frac{\beta_1}{\rho_1} - \frac{\beta_2}{\rho_2} > 0 \\ \rho_1^2 + \rho_1^2 - \rho_1\beta_1 - \rho_2\beta_2 \pm 2\rho_1\rho_2\ \Gamma > 0 \end{cases}$$

avem

$$\frac{dV}{dt} = -[a_1x_1+a_2x_2+\sqrt{r}\, f(\sigma)^2 + A_1\rho_1 x_1^2 + A_2\rho_2 x_2^2]$$

Ecuaţia caracteristică corespunzătoare este

$$\begin{vmatrix} a_1^2 + A_1\rho_1 - \lambda & a_1a_2 & \sqrt{r}\, a_1 \\ a_1a_2 & a_2^2 + A_2\rho_2 - \lambda & \sqrt{r}\, a_2 \\ a_1\sqrt{r} & a_2\sqrt{r} & r - \lambda \end{vmatrix} = 0$$

Fie $\lambda_1 > 0$, $\lambda_2 > 0$ $\lambda_3 > 0$ rădăcinile acestei ecuaţii. Putem găsi pentru derivata în virtutea sistemului o evaluare analoagă celei din exemplul precedent ; fără a se rezolva însă ecuaţia se poate evalua marginea inferioară a rădăcinilor ecuaţiei caracteristice. Fie „l" această margine. Obţinem :

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -l\,\|\mathbf{y})\|^2 \quad \text{pentru } h_1 < 1$$

sau

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -l\, h_1^2 \|\mathbf{y}\|^2 \quad \text{pentru } h_2 > 1.$$

unde vectorul $\mathbf{y}$ are componentele : x_1, x_2, γ.

Concluzii

Evaluările pe care le-am obţinut şi care depind vizibil de alegerea funcţiei Liapunov se pot îmbunătăţi. De pildă se poate cerceta pentru care valoare a parametrului α evaluările pe care le obţinem pentru $B(\delta)$ şi $T(\delta, \varepsilon)$ sînt minime, utilizînd funcţia Liapunov V^α sau $e^{V\alpha}$.

O altă cale pentru înbunătăţirea evaluărilor o constituie găsirea unor alte expresii pentru $B(\delta)$ şi $T(\delta, \varepsilon)$. De pildă în demonstraţia teoremei (II) putem considera :

$$V[x(t\,;\, t_0, x_0),\, t] \leqslant a(B) - c\ (\delta_1)\quad T = a(\delta_1)$$

Raţionamentul prin absurd rămîne valabil ; obţinem pentru $T(\delta, \varepsilon)$

$$T(\delta, \varepsilon) = \frac{b(\delta) - a\{b^{-1}[a(\delta)]\}}{c\{b^{-1}[a(\varepsilon)]\}}$$

În cazul sistemului (2) evaluarea dată pentru $T(\delta, \varepsilon)$ în § 3 se poate înbunătăţi în modul următor :

Din inegalităţile :

$$k_1 \|\mathbf{x}\|^2 \leqslant V(x,t) \leqslant k_2 \|\mathbf{x}\|^2$$

$$\frac{dV}{dt} \leqslant -l\,\|\mathbf{x}\|^2$$

obţinem $\|\mathbf{x}\|^2 \geqslant \frac{V(x,t)}{k_2} \therefore \frac{dV}{dt} \leqslant -\frac{l}{k_2} V(x,t)$.

Sau

$$\frac{dV}{V} \leqslant -\frac{l}{k_2}\,dt. \text{ Integrînd :}$$

$$\ln V - \ln V_0 \leqslant -\frac{l}{k_2}(t-t_0) \text{ sau,}$$

$$\frac{V}{V_0} \leqslant e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)} \therefore V \leqslant V_0\, e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)}$$

Deci :

$$k_1 \|\mathbf{x}\|^2 \leqslant V \leqslant V_0\, e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)} \leqslant k_2\delta^2\, e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)}$$

De unde :

$$\|\mathbf{x}\|^2 \leqslant \frac{k_2}{k_1}\,\delta^2\, e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)}$$

Pentru a găsi intervalul de timp, după care avem $\|\mathbf{x}\| < \varepsilon$ considerăm :

$$\frac{k_2}{k_1}\,\delta^2\, e^{-\frac{l}{K_2}(t-t_0)} \leqslant \varepsilon^2 \therefore t - t_0 \geqslant \frac{k_2}{l} \ln \frac{k_2}{k_1}\frac{\delta^2}{\varepsilon^2}$$

Prin urmare pentru $t \geqslant t_0 + \frac{k_2}{l} \ln \frac{k_2}{k_1} \frac{\delta^2}{\varepsilon^2}$ avem $\|\mathbf{x}\| < \varepsilon$.

Prin urmare pentru $t \geqslant t_0 + \frac{k_2}{l} \ln \frac{k_2}{k_1} \frac{\delta^2}{\varepsilon^2}$ avem $\|\mathbf{x}\| < \varepsilon$.

Vom lua

$$T(\delta, \varepsilon) = \frac{k_2}{l} \ln \frac{k_2}{k_1} \frac{\delta^2}{\varepsilon^2} \qquad (7)$$

Considerăm ecuaţia liniară

$$\frac{dx}{dt} = -kx.$$

Integrînd ecuaţia obţinem $T = \frac{1}{k} \ln \frac{\delta}{\varepsilon}$

unde $\|\mathbf{x}_0\| = \delta$. Considerînd $V = \frac{k}{2} x^2$

şi luînd :

$$\begin{cases} a(\|\mathbf{x}\|) = b(\|\mathbf{x}\|) = \frac{k}{2} \|\mathbf{x}\|^2 = \frac{k}{2} x^2 \\ c(\|\mathbf{x}\|) = k^2 \|\mathbf{x}\|^2 = k^2 x^2 \end{cases}$$

Obţinem : $B(\delta) = \delta$, $T(\delta, \varepsilon) = \frac{1}{k} \ln \frac{\delta}{\varepsilon}$, unde am utilizat (7), şi $B(\delta) = a^{-1}[b(\delta)]$.

BIBLIOGRAFIE

[1] KURTVEIL, IA. : *Ob orbaşcenii vtoroi teoremi Liapunova ob ustoiciovsti dvijenia.* Ceh. matem. jurnal, 6 (81) (1956)2, 217—259 şi 4, 455—484.

[2] MASSERA, J. : *Contributions to stability-theory.* Annales of mathematics, 64 (1956), 182.

[3] LESOV, A. M. : *Ustoicivost nelineinih reguliruemîn sistem* Grosudarstvenoe Izdatelstvo tehnico-teoreticescoi literaturî, Moscova, 1955.

ENEA N. ŢARINA *)

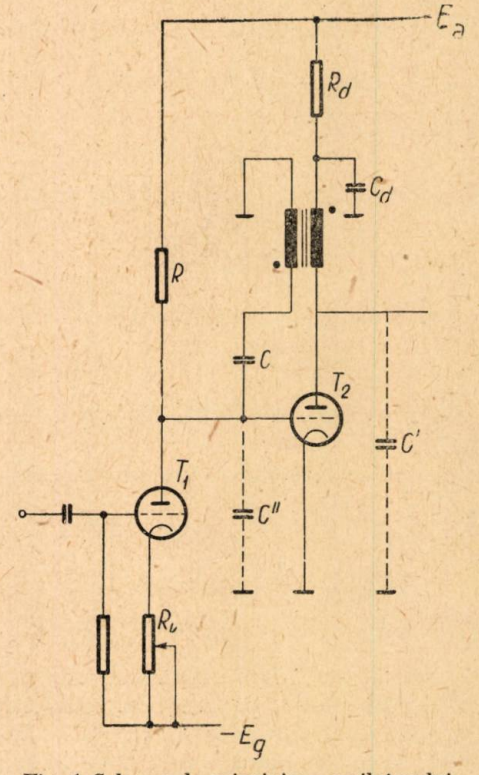
Oscilatorul autoblocat pulsat

CZ 621.373.431.2

În multe domenii ale tehnicii impulsurilor se utilizează cu succes oscilatorul autoblocat. Acest lucru se datoreşte atît schemei lui simple şi siguranţei în funcţionare cît şi performanţelor lui. Oscilatorul autoblocat permite obţinerea impulsurilor cu o durată variind între 0,1 şi 25 μs şi un raport perioadă/semnal cuprins între cîteva unităţi şi cîteva sute de mii. Fără mari dificultăţi frontul impulsurilor generate poate fi făcut de ordinul 10^{-8} s.

Schema de principiu

În unele aplicaţii este necesară producerea unui şir limitat de impulsuri începînd de la un anumit moment. Pentru acest lucru propunem întrebuinţarea unui oscilator autoblocat pulsat a cărui schemă de principiu este arătată în fig. 1. În repaus tubul T_1 conduce curent şi căderea de tensiune de pe rezistenţa R, din circuitul său anodic, negativează tubul T_2. Acesta este legat într-un montaj oscilator autoblocat obişnuit. Din cauză că potenţialul grilei tubului T_2 este fix, nu au loc oscilaţii. Cînd se aplică pe grila tubului T_1 un impuls negativ care-l scoate din conducţie, condensatorul începe să se încarce prin R spre tensiunea E_a. În momentul în care tensiunea la bornele sale este egală cu tensiunea de tăiere a tubului T_2 apare acţiunea cumulativă specifică al cărui efect este generarea unui impuls. Oscilaţiile continuă atît timp cît durează



Fig, 1 Schema de principiu a oscilatorului autoblocat pulsat

impulsul negativ de comandă de pe grila tubului T_1. La terminarea acestuia tubul T_1 conduce

*) Ing. E. N. ŢARINA este inginer în secţie la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

din nou şi montajul revine în starea de repaus. Variaţia tensiunii în diverse puncte caracteristice este reprezentată în fig. 2.

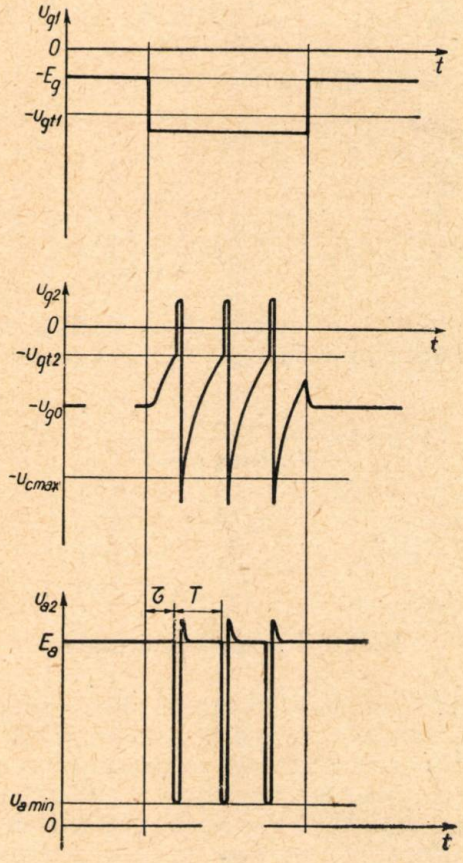


Fig. 2. Variaţia tensiunii în diverse puncte ale montajului

Analiza schemei

Caracteristica principală a circuitului este că impuls generat apare mereu la acelaşi interval de timp τ, faţă de momentul aplicării impulsului de comandă. τ depinde de U_{g0}, valoarea tensiunii de repauz a grilei tubului T_1 şi poate fi modificat prin varierea tensiunii negative — E_g sau a rezistenţelor R sau R_k.

Presupunînd o tăiere netă a tubului T_1 în momentul aplicării impulsului negativ de comandă şi neglijînd influenţa inductanţei transformatorului, variaţia tensiunii la bornele capacităţii C şi deci a tensiunii instantanee pe grila tubului T_2 se face după legea :

$$u_{g2} = E_a - (E_a + U_{g0})\, e^{-\frac{t}{RC}} \qquad (1)$$

Dacă u_{gt2} este tensiunea de tăiere a tubului T_2 atunci pentru o întîrziere τ este necesară o tensiune de repauz :

$$U_{g0} = (E_a + u_{gt2})\, e^{\frac{\tau}{RC}} - E_a \qquad (2)$$

În cazul unui front finit al impulsului de comandă, legea de variaţie a tensiunii u_{g2} se modifică.

Să presupunem o scădere exponenţială pentru comanda tubului T_1 :

$$u_{g1} = -U_{g1}\,(1 - e^{-at})$$

Folosim calculul operaţional pentru găsirea tensiunii instantanee pe grila tubului T_2 :

$$\bar{u}_{g2} = \frac{-U_{g0} + \frac{R+R_i}{RR_iC}\,\bar{u}_{a1}}{p + \frac{R+R_i}{RR_iC}}$$

unde

$$\bar{u}_{a1} = -\frac{U_{g_0}}{p} - \frac{\mu_1 R}{R+R_i}\,\bar{u}_{g1}$$

μ_1, R_i — factorul de amplificare respectiv rezistenţa internă a tubului T_1.

$$\bar{u}_{g1} = -U_{g1}\, a\,\frac{1}{p+a}$$

$$\bar{u}_{g2} = \frac{-U_{g0}}{p + \frac{R+R_i}{RR_i\,C}} - \frac{\frac{R+R_g}{RR_i\,C}\,U_{g0}}{p\left(p + \frac{R+R_i}{RR_i\,C}\right)} +$$

$$+ \frac{\frac{R+R_i}{RR_i\,C}\cdot\frac{\mu_1 R}{R+R_i}\,U_{g1}a}{p\,(p+a)\left(p+\frac{R+R_i}{RR_i\,C}\right)}$$

Originala are expresia :

$$\mu_{g2} = -U_{g0} + U_{g1}\,\frac{\mu_1 R}{R+R_i}\cdot$$

$$\cdot\left[1 + \frac{\frac{R+R_i}{RR_i\,C}}{a - \frac{R+R_i}{RR_i\,C}}\,e^{-at} - \frac{a}{a - \frac{R+R_i}{RR_i\,C}}\,e^{-\frac{R+RC_i}{RR_i\,C}\,t}\right] \qquad (3)$$

Se observă că după ce tubul T_1 se taie complet $R_i = \infty$ şi $\frac{\mu_1 R}{R+R_i}\,U_{g1} = E_a + U_{g0}$. Pentru $a = \infty$ se regăseşte expresia (1).

Calculul lui τ sau determinarea tensiunii U_{g0} pot fi făcute cu expresia (3) însă, cum în practică, în general $a \gg \frac{R+R_i}{RR_i\,C}$ se foloseşte relaţia (2).

Prezenţa capacităţilor tubului T_1 influenţează durata frontului impulsurilor date de circuit. Într-adevăr în timpul funcţionării ca oscilator variaţia tensiunii pe grila tubului T_2 se face după ecuaţia [2] :

$$\frac{d^2 u_{g2}}{dt^2} = \frac{\theta}{Ce}\,\frac{d\,u_{g2}}{dt} \qquad (4)$$

unde

$$\theta = S_a - n\,S_g - \frac{n}{R} + \frac{1}{R_{ig}} - \frac{1}{n\,R_{ia}}$$

este parametrul de autoblocare şi

$$C_e = nC'' + \frac{C'}{n} \qquad (4bis)$$

S_a, S_g — panta curentului anodic, respectiv de grilă a tubului T_2; R_{i_a}, R_{i_g} — rezistenţa internă corespunzătoare curentului anodic, respectiv de grilă a tubului T_2; n — raportul de transformare al transformatorului; C', C'' — capacităţile tuburilor şi parazite (fig. 1)

Condiţia de basculare $\theta > 1$ este independentă de valoarea capacităţilor C', C'' sau C şi deci de prezenţa tubului T_1. Viteza de basculare este însă influenţată prin conectarea tubului T_1. Durata frontului impulsurilor poate fi aproximată prin expresia :

$$\delta_f = 2\,\frac{U_{g\max}}{I_{g\max}}\,(C'' + \frac{C'}{n^2}) \qquad (5)$$

unde

$U_{g\max}$, $I_{g\max}$ sînt valorile maxime ale tensiunii de grilă şi respectiv curentului de grilă al tubului T_2.

Capacităţile tubului T_1 măresc valoarea C'' deci măresc durata frontului. Pentru a avea un front relativ bun este necesar a alege judicios raportul de transformare. Din relaţia (4 bis) se vede că pentru a avea C_e minim valoarea optimă a acestui raport este :

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{C'}{C''}} \qquad (6)$$

Ea este mai mică decît cea corespunzătoare unui oscilator autoblocat obişnuit construit cu aceleaşi elemente.

Durata impulsului într-o primă aproximaţie este dată de :

$$\delta = 2\,\frac{U_{g\max}}{I_{g\max}}\,C \qquad (7)$$

iar perioada de reperiţie a impulsurilor :

$$T = RC\,\ln\left[1 + \frac{I_{g\max}\,\delta}{2\,C\,(E_a + u_{gt})}\right] \qquad (8)$$

Pentru a putea folosi surse anodice de putere redusă se întrebuinţează un grup de decuplare $R_a\,C_a$ Tensiunea la bornele capacităţii C_a variază între E_{max} şi E_{min}.

Introducem constantele K_{max} şi K_{min} definite prin relaţiile :

$$E_{max} = K_{max}\,E_a$$

$$E_{min} = K_{min}\,E_a$$

Deoarece forma curentului anodic în timpul impulsului poate fi considerată triunghiulară, variaţia sarcinii condensatorului în acest interval este :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\,I_{a\max}\,\delta = C_a\,E_a\,(k_{max} - k_{min})$$

Între două impulsuri, C_a se încarcă exponenţial de la E_{min} la E_{max} după legea :

$$E_c = E_a - (E_a - k_{min}\,E_a)\;e^{-\frac{t}{R_a\,C_a}}$$

În cazul $\delta \ll T$ putem scrie :

$$E_{max} = E_a - E_a\,(1 - k_{min})\;e^{-\frac{T}{R_a\,C_a}}$$

sau

$$T = R_a\,C_a\,\ln\frac{1 - k_{min}}{1 - k_{max}}$$

Impunînd un anumit K_{max} şi K_{min} valorile capacităţii C_a şi rezistenţei R_a sînt date de formulele :

$$C_a = \frac{I_{a\max}\,\delta}{2E_a\,(k_{max} - k_{min})} \qquad (9)$$

$$R_a = \frac{2\,T\,E_a\,(k_{max} - k_{min})}{I_{a\max}\,\delta\,\ln\dfrac{1 - k_{min}}{1 - k_{max}}} \qquad (10)$$

Indicaţii pentru proiectare

Tubul T_2 se alege în funcţie de necesităţi atît printre tuburile de mică putere (6H8, 6H9 etc) cît şi printre tuburile de putere (Г y 29 etc.) Deoarece tubul conduce numai o scurtă durată de timp el poate fi pus să lucreze într-un regim forţat depăşindu-se I_{max} şi U_{max} recomandată în catalog. Trebuie respectată însă condiţia ca puterea dirijată pe placă şi grilă să nu depăşească valorile indicate de fabrică. Este recomandabil ca tubul să aibă pantă mare şi rezistenţă internă mică. Tensiunea anodică E_a se alege în funcţie de amplitudinea impulsului dorit în circuitul anodic.

$$E_a = 1{,}1 - 1{,}3\;\;U_{imp}$$

Apreciindu-se capacităţile în montaj se alege raportul de transformare al transformatorului. Calcul transformatorului se poate face după indicaţiile apărute în literatură [5]. Pe caracteristicile tubului T_2 se găseşte imediat pentru U_{amin} şi $U_{gmax} = n\;U_{imp}$ valorile I_{gmax} şi I_{amax}. Se calculează raportul

$$\frac{U_{g\max}}{I_{g\max}}$$

Pe caracteristicile tubului T_2 se poate trasa şi caracteristica dinamică [1], [3] după ecuaţia :

$$\Delta u_a = -\frac{\Delta u_g}{n}$$

unde Δu_a şi Δu_g sînt variaţii ale tensiunii pe placă şi respectiv pe grilă. Se găseşte cu mai

multă precizie valorile $I_{g\max}$, $I_{a\max}$, $U_{g\max}$, $U_{a\min}$ şi raportul $\frac{U_{g\max}}{I_{g\max}}$. Cu aceste valori se calculează celelalte elemente :

$$C = \frac{\delta}{2\,\frac{U_{g\max}}{I_{g\max}}}$$

$$R = \frac{T}{C \ln\left[1 + \frac{I_{g\max}\ \delta}{2\ C\ (E_a + u_{gt_2})}\right]}$$

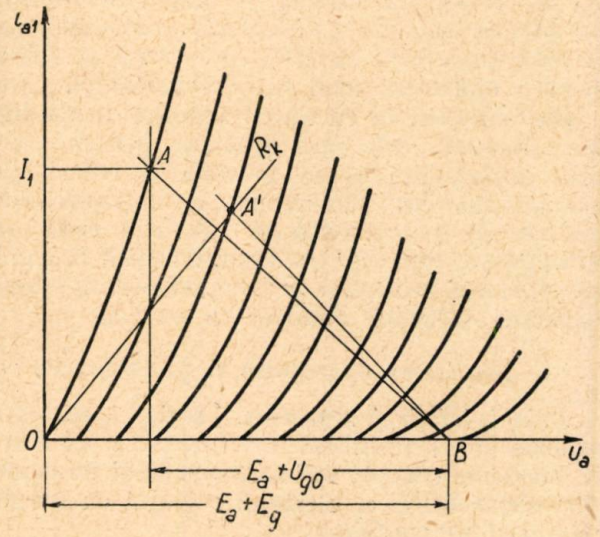


Fig. 3 Calculul grafic al tensiunii de negativare E_g.

Alegerea tensiunii de negativare se face pe caracteristicile tubului T_1 (fig. 3). Curentul I, care trece în repauz prin T_1 este

$$I_1 = \frac{E_a + U_{g0}}{R}$$

unde U_{g0} are valoarea corespunzătoare pentru întîrzierea maximă τ ce dorim să o obţinem. Din punctul A de pe caracteristica $u_g = 0$ se duce dreapta de sarcină R şi se găseşte punctul B şi deci valoarea $E_a + E_g$. Tensiunea E_a fiind cunoscută rezultă negativarea necesară $-E_g$.

Folosind pentodă pentru tubul T_1, şi lucrînd sub cotul caracteristicii negativarea necesară este scăzută. De asemenea sînt recomandate triodele cu rezistenţă internă mică. Rezistenţa R_K se alege în funcţie de domeniul de variaţie al întîrzierii τ. (Punctul A' din construcţia grafică din fig. 3).

Consideraţiile de mai sus sînt valabile în cazul unei rezistenţe de sarcină foarte mari. Atunci cînd curentul prin sarcină devine important, trebuie să se ţină seama de influenţa lui asupra frontului, duratei şi perioadei de repetiţie a impulsurilor generate [1].

În fig. 4 este arătată o schemă practică de oscilator autoblocat pulsat care are următoarele performanţe :

$$U_{imp} = 250\ \text{V};\quad \delta = 1\ \mu\text{s};\quad T = 50 - 250\ \mu\text{s};$$

$$\tau = 20 - 100\ \mu\text{s};\quad \delta_f = 0{,}08\mu\text{s}.$$

Polaritatea impulsurilor poate fi schimbată folosind a treia înfăşurare a transformatorului.

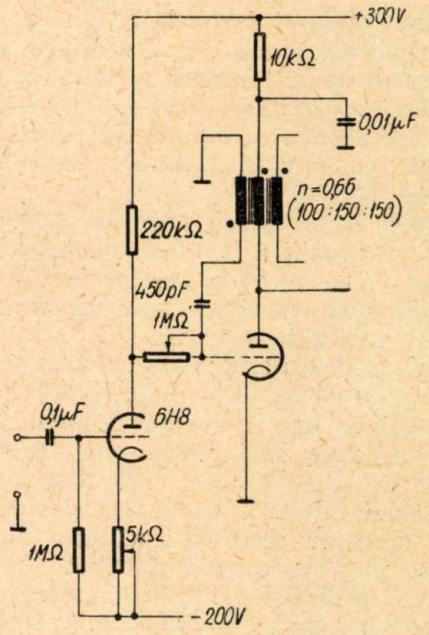


Fig. 4. Oscilator autoblocat pulsat realizat exprimental.

Concluzii

Circuitul propus permite obţinerea impulsurilor într-un interval de timp dat. Performanţele lui sînt asemănătoare cu cele ale unui oscilator autoblocat obişnuit.

Printre aplicaţiile posibile ale acestui circuit este folosirea lui pentru marcaj în timp la un sincroscop. În acest caz comanda lui se face cu impulsuri negative de durată egală cu durata bazei de timp. Circuitul poate fi utilizat şi ca circuit de formare. Alegîndu-se corespunzător elementele la ieşirea circuitului, obţinem un singur impuls standard la diverse comenzi pe grila tubului T_1. Pot fi enumerate şi alte aplicaţii în circuitele de numărare sau alte sisteme lucrînd în impulsuri.

BIBLIOGRAFIE

[1] Meerovici, L. A. şi Zelicenco L. G. : *Impulsnaia tehnica* Sovietskoe Radio, Moscova, 1954, p. 433—531.
[2] Aizinov M. M., *Perehodnie protesi v elementah radioustroist* Morskoi Transport, 1955, p. 187—211, 287—300.
[3] Krivitki B. H. : *Impulsnie shemi i ustioitva*, Sovetskoe radio, Moscova, 1955, p. 150—172.
[4] Ithoki I. S. : *Impulsnaia tehniea*, Sovetskoe radio Moscova, 1949.
[5] Glasoe, Lebacqz : *Pulse Generators*, M.T.T. R.L. Series nr. 5 Mc Graw—Hill Book New-York 1948, p. 543—547.

EFORDITVA

SERGIU ŞAPIRA *)

Stabilizator de tensiune alternativă, reglat cu amplificatoare magnetice

CZ 621.316.722 :621.375.3

1. Generalităţi

Laboratoarele şi fabricile ce au de efectuat încercări asupra aparatelor şi utilajelor electrice în condiţiile unor tensiuni constante, necesită în acest scop stabilizatoare de tensiune care asigură tensiunea nominală în limitele unor toleranţe convenabile, atunci cînd variază tensiunea reţelei.

În unele împrejurări, puterea aparatelor de utilizare se modifică în decursul funcţionării şi ca atare este necesar ca stabilizatorul să poată menţine tensiunea constantă independent de variaţiile sarcinii.

Un al treilea deziderat pentru un stabilizator de precizie, este menţinerea tensiunii independentă de frecvenţa reţelei. Această cerinţă se face mai puţin simţită în cazul reţelelor de mare putere, care păstrează frecvenţa stabilă, decît în cazul reţelelor de putere redusă a căror frecvenţă variază în limite largi cu puterea consumatorului.

Printre utilizările stabilizatoarelor de tensiune se enumără: etalonările aparatelor de măsură, verificarea clasei de precizie a transformatoarelor de măsură, etalonarea contoarelor, încercarea plăcilor redresoarelor uscate, alimentarea receptoarelor a căror funcţionare este influenţată defavorabil de variaţiile reţelei etc.

Stabilizatoarele de tensiune care se folosesc în diverse aplicaţii tehnice, se bazează pe principii diferite în funcţie de putere, precizie, constantă de timp, conţinut de armonice etc. Astfel stabilizatoarele electronice au avantajul unei constante de timp foarte reduse, care în unele cazuri este o condiţie esenţială (spre exemplu alimentarea punţii Schering). Un alt avantaj al stabilizatoarelor electronice îl constituie coeficienţii de stabilizare foarte mari şi păstrarea formei sinusoidale a undei de tensiune. Printre dezavantajele stabilizatoarelor electronice trebuie citate; puterea redusă, costul ridicat şi sensibilitatea la şocuri şi vibraţii mecanice.

Dimpotrivă, stabilizatoarele magnetice prezintă o siguranţă mult mai mare în funcţionare şi se pot folosi la puteri pînă la 10 kVA. Din categoria stabilizatoarelor magnetice fac parte aparatele care lucrează pe principiul ferorezonanţei sau cu amplificatoare magnetice. Stabilizatoarele ferorezonante stabilizează cu precizie destul de mare, pentru variaţii largi ale tensiunii de intrare, însă produc deformări ale undei de tensiune care depăşeşc limitele admisibile în foarte multe utilizări. Afară de aceasta, tensiunea stabilizatoarelor ferorezonante este influenţată de sarcină şi de variaţiile de frecvenţă. În sfîrşit, un mare dezavantaj al acestor aparate îl constituie greutatea mare a echipamentului la care se adaugă şi filtrul pentru obţinerea unei unde sinusoidale.

Stabilizatoarele cu amplificatoare magnetice s-au dovedit cele mai indicate pentru utilizări industriale, avînd precizia şi robusteţea stabilizatoarelor ferorezonante, independenţa de sarcină şi frecvenţă şi conţinut redus de armonice în unda de tensiune, datorită faptului că utilizarea bobinelor premagnetizate în curent continuu înlătură deformarea curbei.

2. Descrierea aparatului şi funcţionarea

Principiul de funcţionare. În fig. 1 se arată schema bloc a stabilizatorului executat de autor în secţia de curenţi tari a Institutului de cercetări electrotehnice, utilizînd reglajul cu amplificatoare magnetice.

Circuitul de automatizare a stabilizatorului se compune din patru elemente, şi anume:

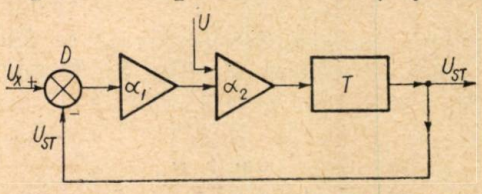


Fig. 1. Schema bloc a circuitului de reglaj al stabilizatorului de tensiune.

D — element de comparaţie; α_1 — preamplificator magnetic; α_2 — reactanţă variabilă; T — transformator de sarcină.

Parametrii electrici care condiţionează proiectarea schemei sînt: U_x^* — mărimea de referinţă; U_{ST} — tensiunea stabilizată; U — tensiunea de intrare.

Reglajul constă în menţinerea constantă a tensiunii de ieşire U_{ST} prin modificarea reactanţei α_2 în sensul compensării variaţiei tensiunii de intrare u.

Descrierea schemei electrice. Schema electrică prezentată în fig. 2 se compune din transductorul *1* montat în serie cu transformatorul de sarcină *3*. Acest transformator joacă rolul unei reactanţe variabile, care în funcţie de gradul de saturaţie preia o parte mai mare sau mai mică din tensiunea totală aplicată. El este prevăzut şi cu reacţia pozitivă *9*, care măreşte factorul de amplificare a curentului în cazul

*) Ing. S. ŞAPIRA este cercetător la Institutul de cercetări electrotehnice.

variaţiilor de sarcină. Pentru asigurarea unei amplificări convenabile, în schemă s-a introdus preamplificatorul magnetic *2*. În cazul particular al tensiunii nominale la bornele de intrare, transformatorul de sarcină asigură la bornele de ieşire ale stabilizatorului în funcţie de poziţia

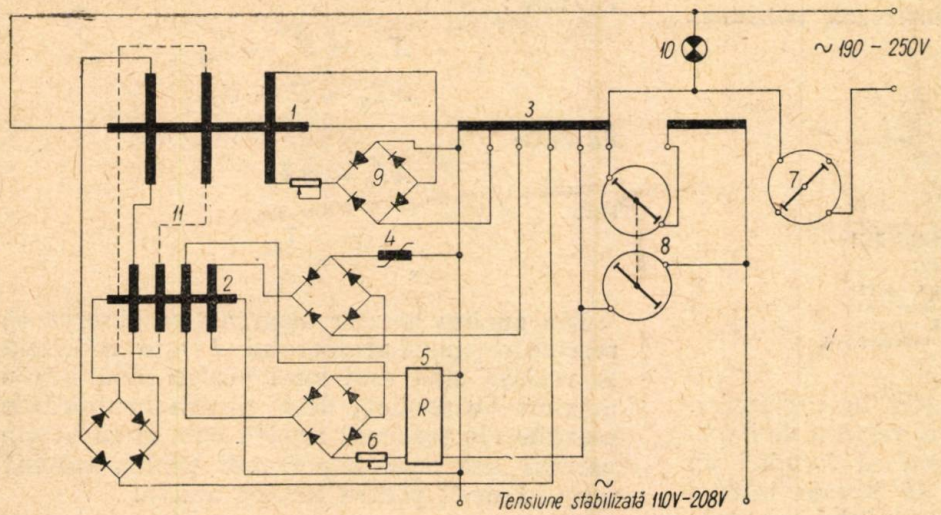


Fig. 2. Schema electrică a stabilizatorului de tensiune, reglat cu amplificatoare magnetice : *1* — amplificator magnetic de putere; *2* — preamplificator magnetic; *3* — autotransformator de sarcină; *4*—reactanţă neliniară; *5*—referinţa detectorului de eroare; *6*—potenţiometru pentru reglarea tensiunii stabilizate; *7* — întrerupător; *8* — comutator de tensiune; *9* — reacţia pozitivă a amplificatorului magnetic; *10*—lampă de semnalizare; *11* — cuplaj elastic pentru amortizarea oscilaţiilor.

comutatorului *8*, valoarea exactă a tensiunii de 110 sau 208 V. Orice abatere în plus sau în minus a tensiunii de ieşire faţă de valoarea nominală, este resimţită de curentul elementului neliniar *4*, care se compară cu curentul de referinţă obţinut de la elementul *5*. Acest element conţine un stabilizator de tensiune construit pe principiul ferorezonanţei de curent şi are rolul de a asigura un curent de referinţă pentru aprecierea abaterilor tensiunii de ieşire. Curenţii acestor două circuite ale elementului de comparaţie alimentează două înfăşurări ale preamplificatorului formate din acelaşi număr de spire şi montate în opoziţie. Diferenţa amperspirelor acestor înfăşurări devine cu atît mai pronunţată cu cît abaterea tensiunii stabilizate faţă de valoarea nominală este mai mare. Abaterea tensiunii stabilizate în minus faţă de valoarea nominală, are ca efect preponderenţa amperspirelor de comandă alimentate de elementul de referinţă *5*, care provoacă creşterea curentului de sarcină a preamplificatorului *2* şi, deci, reducerea reactanţei variabile *1*. În urma acestui fapt se produce o redistribuire a tensiunilor din circuitul principal cu creşterea tensiunii pe transformatorul de sarcină, compensînd abaterea iniţială conform statismului schemei. La abaterea tensiunii stabilizate în sens crescător faţă de valoarea nominală a tensiunii, procesul se petrece invers.

În diagrama din fig. 3 se arată forma caracteristicii circuitului neliniar a elementului de comparaţie, punîndu-se în evidenţă variaţiile mari ale curentului pentru variaţii reduse ale tensiunii. Elementul neliniar folosit în schema de mai sus este o reactanţă puternic saturată, montată înaintea redresorului, deci foarte sensibilă la variaţiile tensiunii.

Este evident că pentru ca influenţa frecvenţei să nu poată fi resimţită de elementul de comparaţie, trebuie ca atît elementul neliniar cît şi referinţa să fie insensibile la frecvenţă. În schema descrisă nu s-a realizat independenţa de frecvenţă a elementului de comparaţie, deoarece s-a ales ca element neliniar o reactanţă saturată care-şi modifică valoarea cu frecvenţa. Totuşi, această soluţie admite o compensare parţială a erorii de frecvenţă datorită faptului că curentul de referinţă este produs cu ajutorul unui stabilizator ferorezonant care fiind de asemenea sensibil la frecvenţă, permite reducerea influenţei acesteia asupra amperspirelor rezultante.

Preamplificatorul *2* este prevăzut în afară de înfăşurările de comandă alimentate de elementul de comparaţie şi cu o înfăşurare de reacţie pozitivă care are drept scop sporirea factorului de amplificare al acestuia. Între transductorul *1* şi preamplificatorul magnetic *2* există un cuplaj elastic negativ care are drept scop amortizarea oscilaţiilor.

Transformatorul de sarcină este un autotransformator care se poate comuta pe două poziţii, corespunzătoare tensiunilor de ieşire de 120 V, şi 208 V. Pentru reglajul fin al valorii tensi-

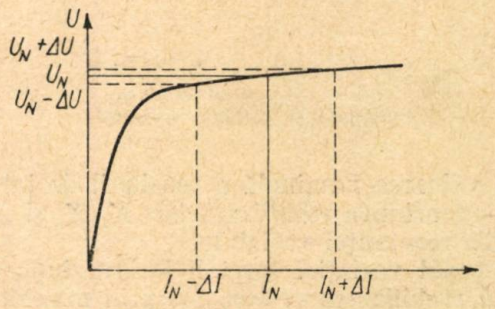


Fig. 3. Caracteristica circuitului neliniar al detectorului de eroare.

unii stabilizate în faţa aparatului se află montat potenţiometrul *6* din circuitul referinţei elementului de comparaţie.

Diagramele de funcţionare. Schema se alimentează la o tensiune alternativă de 220 V care

poate varia între 190 şi 250 V, limite între care aparatul menţine coeficientul de stabilizare convenabil. Această tensiune se repartizează pe transductor şi pe transformatorul de sarcină conform raportului modulelor vectorilor impedanţelor respective.

În cazul sarcinilor pur reactive cele două impedanţe pe care se repartizează tensiunea

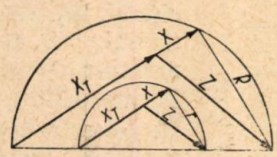


Fig. 4. Diagrama funcţionării stabilizatorului :
a — în regim de sarcină activă constantă şi tensiune variabilă; *b* — în regim de sarcină reactivă constantă şi tensiune variabilă.

se reprezintă prin doi vectori în prelungire. În cazul sarcinilor pur active, vectorii de impedanţă sînt dispuşi în cuadratură formînd un triunghi dreptunghic care se înscrie într-un semicerc de diametru egal cu modulul impedanţei totale a circuitului stabilizatorului. În fig. 4 se dau diagramele reprezentative ale comportării stabilizatorului în cele două regimuri limită, pentru întreaga gamă de variaţie a tensiunii de alimentare U în condiţiile unei sarcini constante. În aceste diagrame U_N repre-

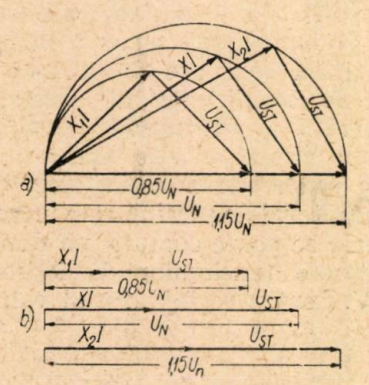


Fig. 5. Diagrama funcţionării stabilizatorului la tensiune constantă şi sarcină variabilă.

zintă valoarea nominală a tensiunii de intrare, U_{ST} — tensiunea stabilizată iar X, X_1 şi X_2 — valorile reactanţei variabile.

În cazul variaţiei sarcinii la tensiune constantă, stabilizarea se face tot prin modificarea reactanţei variabile din circuitul principal al stabilizatorului. Pentru ca tensiunea stabilizată la factor de putere constant să se menţie independentă de variaţia sarcinii este necesar ca raportul modulelor reactanţelor transductorului în regim de gol şi de sarcină să fie egal cu raportul modulelor curentului de sarcină şi curentului de gol.

În regim de gol :

$$(\bar{X} + \bar{Z})\ \bar{I}_0 = \bar{U} \qquad \bar{Z}\bar{I}_0 = \bar{U}_{ST}$$

În regim de sarcină :

$$(\bar{x} + \bar{z})\ \bar{I}_N = \bar{U} \qquad \bar{z}\,\bar{I}_N = \bar{U}_{ST}$$

Rezultă :

$$\bar{X}\bar{I}_0 = \bar{U} - \bar{U}_{ST}$$
$$\bar{x}\,\bar{I}_N = \bar{U} - \bar{U}_{ST}$$

de unde

$$\bar{X}\bar{I}_0 = \bar{x}\,\bar{I}_N$$

sau

$$\frac{\bar{X}}{\bar{x}} = \frac{\bar{I}_N}{\bar{I}_0}.$$

Din analiza acestor diagrame se observă că reactanţa transformatorului *1* este solicitată la variaţii mult mai mari pentru modificările maxime de sarcină, decît pentru modificările maxime ale tensiunii reţelei, cum şi că aceste variaţii sînt mai importante pentru sarcină reactivă decît pentru sarcină activă.

3. Determinarea factorului de amplificare

Pentru proiectarea transductorului de reglaj şi a preamplificatorului este necesar să se pornească de la construirea diagramelor $B_\sim = f(H_\sim)$, adică de la inducţia alternativă în

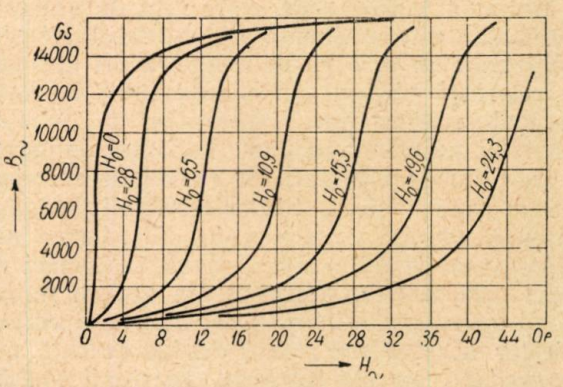


Fig. 6. Caracteristicile $B_\sim = f(H_\sim)$ la diferite premagnetizări H_c ale amplificatoarelor magnetice executate din tole E4A la frecvenţa de 50 Hz şi inducţie sinusoidală.

miezul magnetic în funcţie de intensitatea cîmpului alternativ pentru diferite valori ale cîmpului de premagnetizare H_c.

Intersectînd această familie de caracteristici cu verticalele $H_\sim = \text{const.}$, se obţine o familie de curbe $B_\sim = f(H_c)$, pentru diverse valori ale parametrului $H_\sim$, de forma reprezentată în fig. 7.

Din panta acestor curbe, pentru valoarea maximă a cîmpului alternativ $H_\sim$ se deduce coeficientul $\frac{\Delta B_\sim}{\Delta H_c}$, adică raportul dintre variaţia practic posibilă a inducţiei în miezul magnetic

al amplificatorului şi variaţia corspunzătoare a cîmpului de comandă. Pe baza acestor valori şi a puterii maxime furnizate de stabilizator se obţin datele de proiectare ale reactanţei variabile din circuitul principal de reglaj.

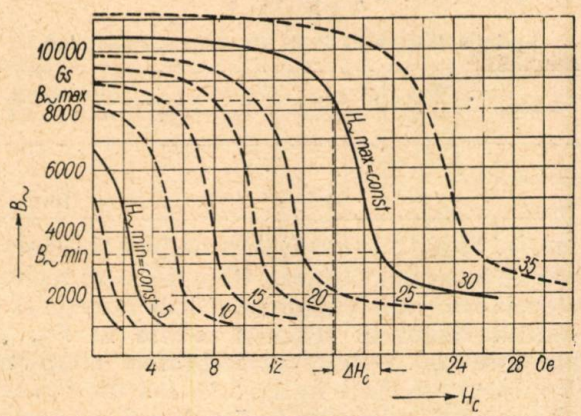


Fig. 7. Caracteristicile $B\sim = fm(H_c)$ ale amplificatoarelor magnetice executate din tole E4A pentru diferite valori ale cîmpului alternativ $H\sim$ la frecvenţa de 50 Hz şi inducţie sinusoidală.

Din coeficientul de stabilizare impus prin condiţiile de proiectare ale stabilizatorului şi din diagramele din fig. 4 şi 5 se deduce raportul $\frac{\Delta U_\sim}{\Delta U_{ST}}$ dintre variaţia maximă a tensiunii pe reactanţa variabilă $\Delta U_\sim$ şi variaţia maximă a tensiunii stabilizate ΔU_{ST}.

Expresia acestuia raport se poate pune sub forma unui produs de rapoarte şi anume:

$$\frac{\Delta U_\sim}{\Delta U_{ST}} = \frac{\Delta U_\sim}{\Delta I_c} \cdot \frac{\Delta I_c}{\Delta i_c} \cdot \frac{\Delta i_c}{\Delta U_{ST}}$$

în care $\frac{\Delta U_\sim}{\Delta I_c}$ se deduce din $\frac{\Delta B_\sim}{\Delta H_c}$ în funcţie de datele reactanţei variabile, $\frac{\Delta I_c}{\Delta i_c}$ constituie factorul de amplificare a curentului preamplificatorului, iar $\frac{\Delta I_c}{\Delta U_{ST}}$ raportul de tranformare a traductorului detectorului de eroare, ştiind că Δi_c este variaţia curentului de comandă a preamplifcatorului.

De aici se deduce factorul de amplificare al preamplificatorului

$$\frac{\Delta I_c}{\Delta i_c} = \frac{\frac{\Delta U_\sim}{\Delta U_{ST}}}{\frac{\Delta U_\sim}{\Delta I_c} \cdot \frac{\Delta i_c}{\Delta U_{SS}}}.$$

4. Date de proiectare

Stabilizatorul de tensiune descris se compune din următoarele piese principale:

a) Amplificator magnetic de 500 VA şi factor de amplificare a puterii $\alpha_p = 20$. Înfăşurările de lucru conectate în serie sînt formate din cîte 292 spire cupruemail cu diametrul de 2 mm, înfăşurarea de reacţie din 2 000 spire cupruemail cu diametrul de 0,65 mm, înfăşurarea de comandă din 6 000 spire cupruemail cu diametrul de 0,35 mm iar circuitul magnetic din tablă silicioasă de transformatoare cu secţiunea miezului 30×25 mm şi lungimea circuitului magnetic de 450 mm.

b). Preamplificator magnetic de 30 W şi factor de amplificare a puterii $\alpha_p = 200$.

Înfăşurările de lucru conectate în serie sînt formate din cîte 700 spire cupruemail cu diametrul de 0,35 mm, înfăşurarea de reacţie din 900 de spire cupruemail cu diametrul de 0,35 mm iar cele două înăşurări de comandă sînt constituite din cîte 2 500 spire cupruemail cu diametrul de 0,6 mm. Circuitul magnetic este format din două miezuri a cîte 70 tole cu diametrul de 100/75 mm din tablă silicioasă de transformatoare cu grosimea de 0,35 mm.

c) Autotransformator de 500 VA cu prize la 110 şi 208 V.

d) Reactanţa saturată constituită dintr-un miez magnetic format din 10 tole avînd diametrul de 100/75 mm tablă silicioasă de transformatoare în grosime de 0,35 mm, înfăşurat cu 3 000 de spire cupru email de 0,7 mm diametru.

5. Performanţele aparatului

Stabilizatorul descris a fost proiectat şi executat pentru puterea de 500 VA obţinîndu-se un prototip în greutate de 30 kg conform construcţiei din fig. 8 şi 9.

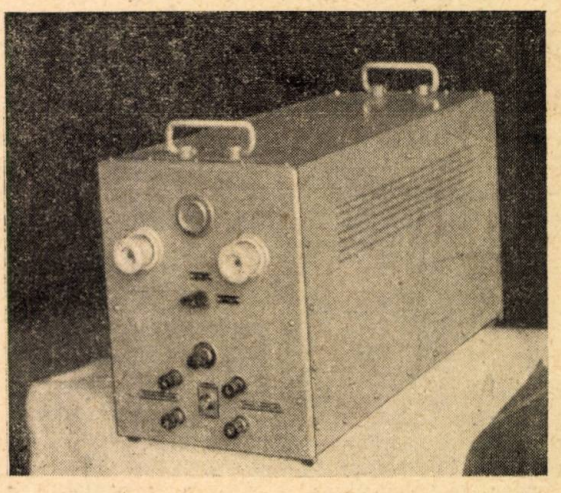


Fig. 8. Aparatul realizat (aspect exterior)

S-a obţinut o stabilizare de $\pm 1\%$ pentru variaţii ale tensiunii de intrare de $\pm 15\%$.

În fig. 10 sînt redate sub formă de diagramă fluctuaţiile tensiunii stabilizate în funcţie de tensiunea de intrare a stabilizatorului.

Gradul de distorsiune a curbei tensiunii stabilizate creşte cu valoarea tensiunii de intrare

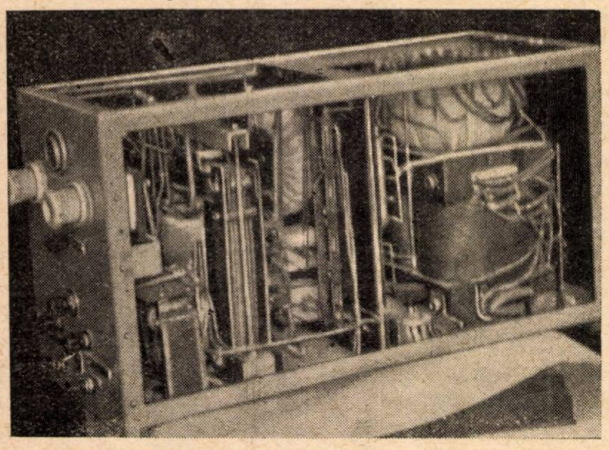


Fig. 9. Aparatul realizat (aspect interior).

între 3 şi 20%, iar cu regimul de sarcină variază conform tabelei 1 pentru tensiunea de intrare normală.

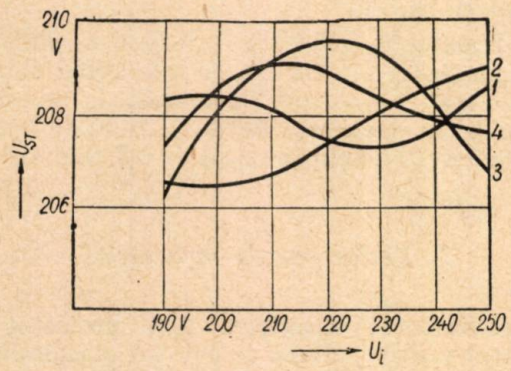


Fig. 10. Tensiunea stabilizată în funcţie de tensiunea de alimentare în diferite regimuri de sarcină.
1 — regim de gol; *2* — sarcină 50% cos φ = 1; *3* — sarcină 100% cos φ = 1; *4* — sarcină 100% cos φ = 0,5.

6. Varianta stabilizatorului pentru puteri mari

Schema electrică descrisă mai sus poate fi adaptată pentru puteri mari prin introducerea suplimentară a unui transformator de injecţie. Ideea acestei scheme se bazează pe alimentarea directă a sarcinii de la reţea, circuitul de reglaj deservind numai transformatorul de injecţie al cărui secundar preia variaţiile de tensiune necesare păstrării constante a tensiunii la ieşire.

Tabela 1

Variaţia factorului de de distorsiune cu sarcina

1 Sarcina	2 Regim de gol	3 50% sarcină	4 100% sarcină cos φ = 1	5 100% sarcină cos φ = 0,5
6 Factor de distorsiune %	3	5	8	10

În fig. 11 şi 12 se arată schema bloc şi schema electrică a acestei variante. Circuitul care reglează tensiunea transformatorului *4* de injecţie este constituit conform schemei redate în fig. 2. Avîndu-se în vedere posibilitatea adaptării schemei reprezentate în fig. 2 la cea din fig. 12, stabilizatorul construit la Institutul de cercetări electrotehnice a fost prevăzut cu o priză specială care permite conectarea transformatorului de injecţie prin intermediul căruia se face trecerea de la o schemă la alta. Pentru punerea în evidenţă a avantajului schemei

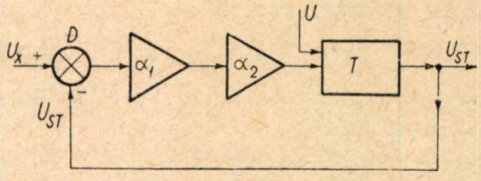


Fig. 11. Schema bloc a circuitului de reglaj al stabilizatorului cu injecţie de tensiune.

reprezentate în fig. 12 se menţionează că prin adaptarea unui transformator de injecţie de 10 kg la schema descrisă iniţial, puterea stabilizatorului a crescut de la 500 VA la 1 kVA.

7. Concluzii

Independenţa tensiunii stabilizatorului reglat cu amplificatoare magnetice faţă de orice formă de perturbaţie se datoreşte faptului că

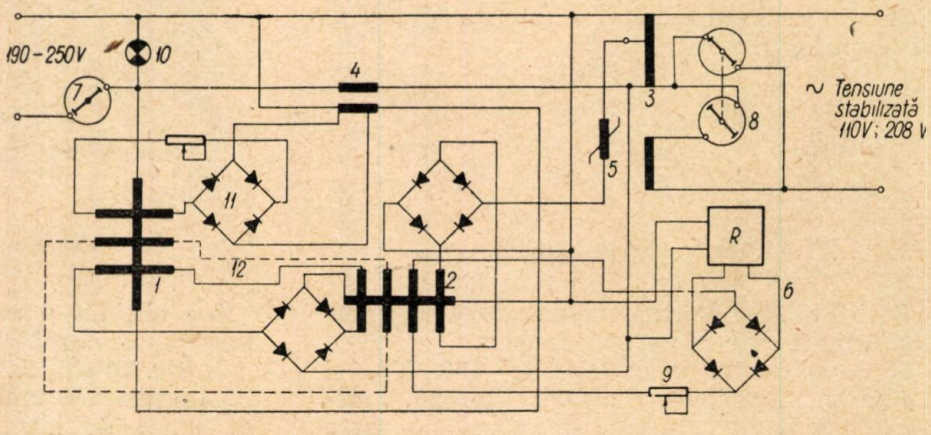


Fig. 12. Schema electrică, a stabilizatorului de tensiune reglat prin injecţie de tensiune în circuitul de alimentare:
1 — amplificator magnetic de putere; *2* — preamplificator magnetic; *3* — autotransformator de sarcină; *4* — tranformator de injecţie; *5* — reactanţa neliniară; *6* — referinţa detectorului de eroare; *7* — întrerupător; *8* — comutator de tensiune; *9* — potenţiometru pentru reglarea tensiunii stabilizate; *10* — lampă de semnalizare; *11* — reacţia pozitivă a amplificatorului magnetic; *12* — cuplaj elastic pentru mărirea sensibilităţii schemei.

în elementul de comparaţie a schemei intervine influenţa tuturor mărimilor perturbatoare.

Raportul de stabilizare obţinut este un rezultat care satisface exigenţele industriale şi concordă cu valorile indicate în literatura tehnică de specialitate.

Constanta de timp a revenirii tensiunii stabilizate la valoarea staţionară este de cîteva zecimi de secundă, motiv pentru care un voltmetru conectat la ieşirea stabilizatorului înregistrează impulsurile rapide de tensiune. Acest fapt face aparatul impropriu pentru anumite întrebuinţări pentru care trebuie neapărat să se recurgă la stabilizatoare electronice.

Cu excepţia acestor cazuri rare, cînd revenirea tensiunii trebuie să se facă extrem de rapid, stabilizatorul executat de ICET s-a adaptat tuturor aplicaţiilor, restabilind tensiunea cu o eroare cuprinsă între limitele $\pm$ 1 %, atît pentru variaţii ale tensiunii de intrare de $\pm$ 15 % cît şi pentru variaţii de putere cuprinse între 0 şi 500 VA independent de natura activă sau reactivă a sarcinii.

Din punctul de vedere al costului şi a complexităţii constructive, soluţia descrisă se situează printre cele mai economice.

BIBLIOGRAFIE

[1] JUNIOR, H.: *Mit magnetischem Verstärker geregelte Wechselstromquelle.* A.E.G. — Mitt. 45 (1955) 1/2, p. 79—81.

[2] BROSCH, L. u. ZAHORKA, R.: *Transductorgeregelte Konstanthalter fur Wechselstrom.* A.E.G.-Mitt. 47 (1957) 5/6, p. 144—146.

[3] LANG, A.: *Anwendungsmöglichkeiten magnetischer Verstärker.* A.E.G.-Mitt. 45 (1955) 1/2, p. 197—203.

[4] ROSENBLAT, M. A.: *Magnitnie usiliteli.* Sovetskoe Radio, Moscova, 1956.

[5] BESSONOV, L. A.: *Primenenie droselei năsăşcenia v sovremenoi technike.* Electricestvo 68 (1948) 5, p. 7—21.

ARMIN WEISSELBERG *)

O nouă schemă pentru un dinamometru magneto-elastic

CZ 531.787.9

Principiul măsurării eforturilor mecanice cu traductoare magneto-elastice se bazează, după cum se ştie, pe variaţia reversibilă a permeabilităţii magnetice a unui material fero-magnetic (miezul traductorului) solicitat la întindere sau compresiune.

Aparatele cunoscute folosesc, de obicei, ca traductoare magneto-elastice materiale magnetice moi de înaltă permeabilitate de tipul permalloy-ului, pentru că variaţia relativă a permeabilităţii $\frac{\Delta\mu}{\mu}$ a traductorului depinde [1] de magneto-stricţiunea şi inducţia la saturaţia (λ_∞ respectiv B_∞), permeabilitatea magnetică şi efortul unitar conform relaţiei

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = 2\mu\sigma\frac{\lambda_\infty}{B_\infty^2}. \qquad (1)$$

Traductorul magneto-elastic este conectat într-un braţ al unei punţi Maxwell-Wien, variaţia permeabilităţii sale duce la o schimbare a inductanţei şi, deci, la apariţia unei tensiuni în diagonala de măsură a punţii, echilibrată în prealabil.

Buna funcţionare a unui astfel de dinamometru, care cuprinde de obicei şi un amplificator electronic între punte şi aparatul de măsurat electric, depinde în mare măsură de construcţia şi tratamentul termic al materialului miezului traductorului. În cele ce urmează se analizează o nouă schemă pentru un dinamometru magneto-elastic concepută şi realizată de autor şi caracterizată printr-o mare simplitate.

Schema de principiu a dinamometrului

După cum se vede din fig. 1, aparatul cuprinde următoarele elemente principale: *a*) oscilatorul; *b*) amplificatorul-detector sensibil la fază; *c*) puntea cu traductorul magneto-elastic.

Alimentarea aparatului se face de la reţeaua de 120 sau 220 V prin intermediul unui stabilizator de tensiune cu ferorezonanţă, pentru a putea menţine constantă tensiunea de alimentare a punţii, la variaţia tensiunii reţelei. Ca aparat de măsurăt, conectat între bornele $A-B$, se poate folosi un milivoltmetru sau se pot racorda plăcile Y ale tubului unui osciloscop.

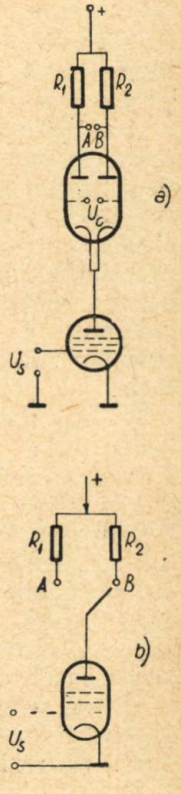


Fig. 1. Schema de principiu a dinamometrului.
a — pentoda în serie cu dubla triodă; *b* — pentoda în serie cu un comutator cu două poziţii.

*) Ing. A. WEISSELBERG este şef de lucrări la catedra de electrotehnică a Institutului de petrol, gaze şi geologie din Bucureşti.

Elementele principale ale schemei de principiu

Oscilatorul. Pentru a putea măsura eforturi mecanice variabile în timp pînă la o frecvenţă de 50 Hz, traductorul trebuie excitat cu o frecvenţă de 8—10 ori mai mare. Oscilatorul tip *RC* generează tensiuni de 400 Hz. Schema folosită, [2] permite obţinerea unor tensiuni practic sinusoidale avînd o mare stabilitate a frecvenţei.

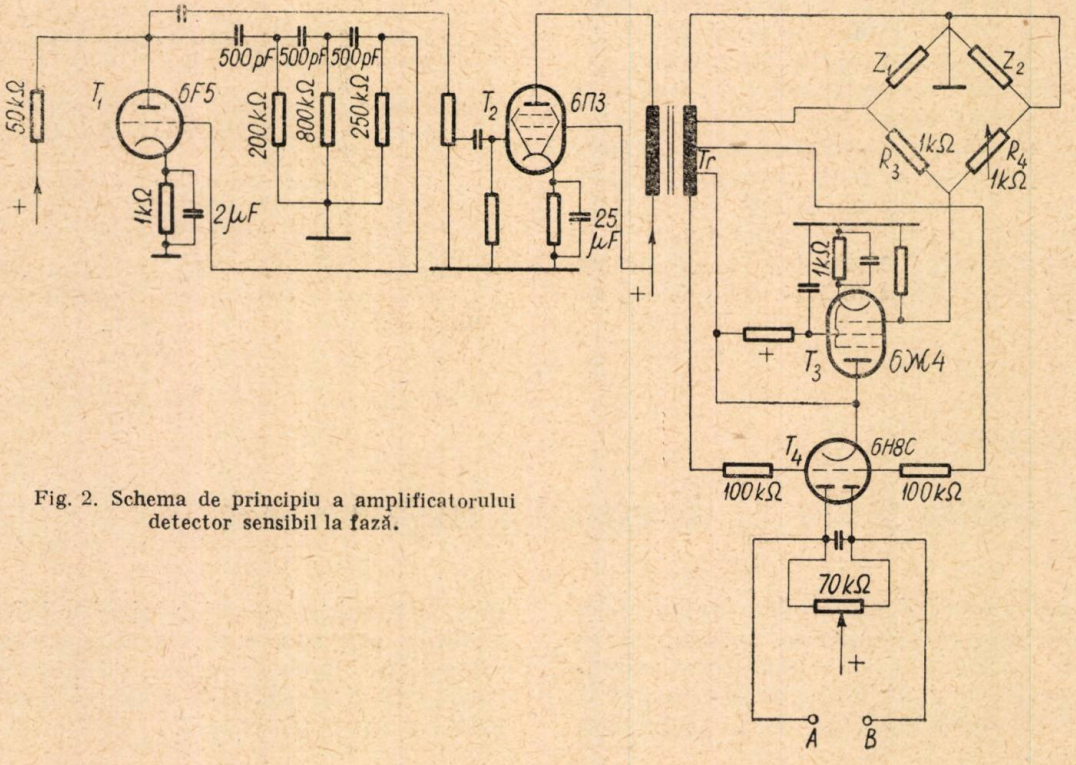


Fig. 2. Schema de principiu a amplificatorului detector sensibil la fază.

În secundarul transformatorului de ieşire care alimentează puntea, se pot regla tensiuni cuprinse între 0 şi 12 V.

Amplificatorul detector sensibil la fază, se compune din pentoda T_3 şi dubla triodă T_4. Afară de simplitatea schemei acest amplificator-detector sensibil la fază prezintă faţă de schemele clasice cunoscute [3] marele avantaj de a fi practic independent, în ceea ce priveşte menţinerea punctului de zero şi caracterul curbei de etalonare a aparatului, de variaţia caracteristicilor tuburilor şi variaţia tensiunii de comutaţie.

Principiul de funcţionare al montajului este următorul: curentul anodic al pentodei T_4 va putea circula numai dacă grila (sau grilele) dublei triode T_3 se află, faţă de catoda acesteia, la un potenţial mai mare decît cel de blocare al tubului. Aplicînd deci între cele două grile ale dublei triode o tensiune dreptunghiulară de amplitudine suficientă (tensiunea de comutaţie U_c), curentul anodic al pentodei va circula pe rînd prin cele două sisteme ale dublei triode în ritmul tensiunii de comutaţie (fig. 2, *a*).

Dacă tensiunea de comutaţie este suficient de mare şi rezistenţa internă a dublei triode foarte mică în raport cu cea a pentodei, trioda nu afectează deloc mărimea curentului anodic al pentodei, îndeplinind doar rolul unui simplu comutator (fig. 2, *b*).

În realitate, între grilele tubului de comutaţie se aplică o tensiune sinusoidală prin intermediul secundarului transformatorului *Tr* (fig. 1). În acest circuit se află şi două rezistenţe de limitare a curenţilor de grilă. Ele au şi rolul de a menţine la o mică valoare pozitivă potenţialul grilei faţă de catod al acelui sistem al dublei triode care conduce curentul în acel moment. Tensiunea de blocare a acelui sistem scade practic la zero (cea mai mare parte a tensiunii anodice este aplicată pe pentodă). Rezultă că putem considera practic că dubla triodă nu conduce decît în timpul cît grilele sînt pozitive faţă de catoda ei.

Tensiunea de semnal u_s care se obţine din diagonala punţii se aplică pe grila de comandă a pentodei. Tensiunea de ieşire u_{AB} se culege între punctele AB.

Schemele uzuale comportă două tuburi atacate de tensiunea de semnal, ceea ce duce la o dezechilibrare a montajului prin variaţia inegală în timp a caracteristicilor celor două tuburi. În cazul de faţă, semnalul este injectat într-un singur tub, ceea ce ar putea să ducă doar la micşorarea amplificării prin înbătrînirea pentodei dar în nici un caz la o dezechilibrare [3]. Într-adevăr, utilizînd o dublă triodă cu mică rezistenţă interioară ca tub de comutaţie şi o pentodă cu foarte mare rezistenţă interioară, se vede că variaţia prin îmbătrînire, sau din alte motive, a caracteristicilor triodei, nu afectează

funcţionarea ansamblului, pentru că rezistenţa internă a triodei este neglijabilă faţă de cea a pentodei. În plus rezultă din principiul de funcţionare al montajului că tensiunea de ieşire este independentă de mărimea tensiunii de comutaţie u_c îndată ce aceasta întrece o anumită valoare.

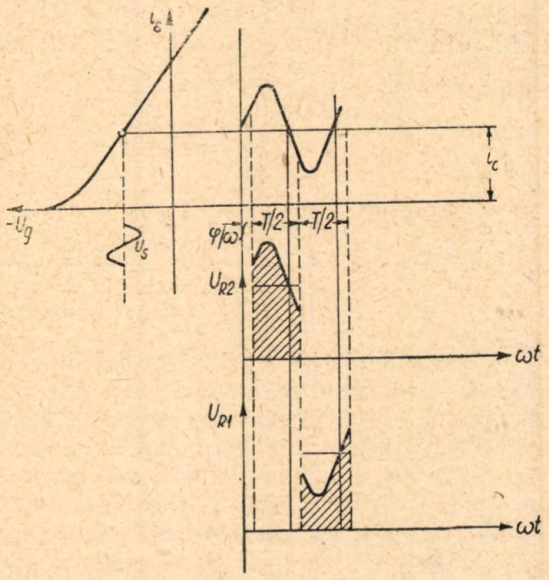


Fig. 3. Curentul anodic al pentodei şi căderile de tensiune în rezistenţele R_1 şi R_2.

Montajul amplifică tensiunea de semnal u_s dar tensiunea de ieşire u_{AB} depinde şi de defazajul între u_s şi u_c.

În adevăr, curentul anodic al pentodei (fig. 3) produce în rezistenţele de sarcină R_1 şi R_2, în ritmul tensiunii de comutaţie, căderile de tensiune u_{R_1} şi u_{R_2}.

Fie φ defazajul între u_s şi u_c. Valorile medii pe o perioadă a căderilor de tensiune pe rezistenţele R_1 şi R_2 vor fi:

$$U_{R_1} = R_1 \left[\frac{i_c}{2} + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+\frac{\varphi}{\omega}}^{T+\frac{\varphi}{\omega}} i_{\max} \sin \omega t \, dt \right] =$$

$$= R_1 \left[\frac{i_c}{2} - \frac{i_{\max}}{\pi} \cos \varphi \right] \qquad (2)$$

$$U_{R_2} = R_2 \left[\frac{i_c}{2} + \frac{1}{T} \int_{\frac{\varphi}{\omega}}^{\frac{T}{2}+\frac{\varphi}{\omega}} i_{\max} \sin \omega t \, dt \right] =$$

$$= R_2 \left[\frac{i_c}{2} + \frac{i_{\max}}{\pi} \cos \varphi \right] \qquad (3)$$

Valoarea medie pe o perioadă a tensiunii de ieşire U_{AB} va fi:

$$U_{AB} = U_{R_2} - U_{R_1} = (R_2 - R_1) \frac{i_c}{2} +$$

$$+ (R_2 + R_1) \frac{i_{\max}}{\pi} \cos \varphi. \qquad (4)$$

Printr-o prealabilă echilibrare a montajului în lipsa tensiunii de semnal, se obţine $R_1 = R_2 = R$ şi deci:

$$U_{AB} = 2R \frac{i_{\max}}{\pi} \cos \varphi \qquad (5)$$

cu

$$I = \frac{i_{\max}}{\sqrt{2}} = S U_s \qquad (6)$$

obţinem

$$U_{AB} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R S U_s \cos\varphi = K U_s \cos\varphi \qquad (7)$$

montajul este deci sensibil la fază.

De obicei, în aparate care utilizează detectoare sensibile la fază se caută să se obţină un maximum de sensibilitate la ieşire reglînd astfel faza lui u_c încît $\varphi = 0$. Am adoptat însă în cazul de faţă un defazaj de $\frac{\pi}{2}$ între u_s şi u_c.

Se ştie că puntea Maxwell-Wien cere echilibrarea a două mărimi: rezistenţa şi faza. Această echilibrare necesită o dificilă manipulare a două elemente ale punţii, şi anume un reostat şi un condensator variabil. Pe de altă parte dacă în puntea din fig. 1 cele două impedanţe Z_1 şi Z_2 ar fi perfect identice, echilibrarea s-ar putea efectua uşor prin manipularea unui singur reostat.

Am constatat însă că realizarea a două miezuri perfect identice de traductoare magnetoelastice este foarte dificilă, chiar dacă materialul a fost tratat termic în acelaşi creuzet. Pentru a simplifica pe cît posibil deservirea aparatului este recomandabilă o uşoară punere la zero a acestuia, mai ales în cazul cînd va fi deservit de un nespecialist. Cu toate că cele două impedanţe Z_1 şi Z_2 ale punţii nu sînt identice, aparatul poate fi totuşi pus la zero numai prin manipularea reostatului R_4, cum se va vedea în cele ce urmează.

Montajul în punte a traductorului. Puntea din fig. 1 şi 4 cuprinde în braţul învecinat traductorului Z_1 un miez asemănător neîncărcat.

Impedanţele Z_1 şi Z_2 constau din rezistenţele echivalente serie r_1 respectiv r_2 şi reactanţele $L_1\omega$ respectiv $L_2\omega$. Rezistenţa r_1 respectiv r_2 sesizează pierderile în miez. Rezistenţa în curent continuu a bobinajului miezului se poate neglija.

Presupunînd infinită impedanţa diagonalei de măsură (rezistenţa de scurgere a circuitului

grilei pentodei T_4) şi notînd $U_{CD} = U$ avem, în cazul general al punţii. din fig. 4:

$$U_{CB_1} = U \frac{R_3}{R_3 + R_4} \tag{8}$$

şi

$$U_{CA_1} = U \frac{r_1(r_1+r_2) + L_1\omega^2(L_1+L_2)}{(r_1+r_2)^2 + \omega^2(L_1+L_2)^2} + \\ + j\omega \frac{r_2(L_1-L_2)}{(r_1+r_2)^2+\omega^2(L_1+L_2)^2}$$

Pentru ca tensiunea de ieşire a detectorului sensibil la fază să fie nulă, este suficient ca

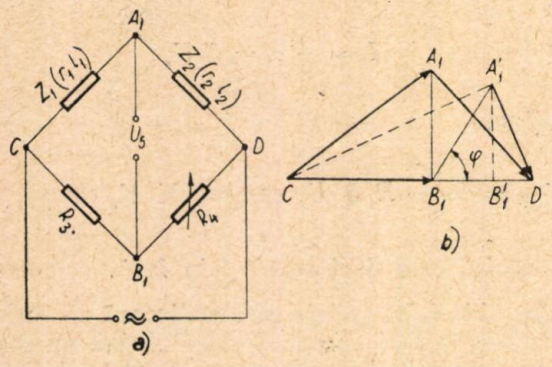


Fig. 4. Puntea cu traductor magneto-elastic $Z_1(a)$ şi diagrama vectorială (b).

$U_{A_1B_1}$ să fie defazat cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de U_{CD}, adică (v. şi diagrama din fig. 3, b):

$$\frac{r_1(r_1+r_2) + L_1\omega^2(L_1+L_2)}{(r_1+r_2)^2 + \omega^2(L_1+L_2)^2} = \frac{R_3}{R_3+R_4} \tag{9}$$

ceea ce se obţine prin simpla manipulare a reostatului R_4. La variaţia permeabilităţii miezului traductorului Z_1 prin efect magneto-elastic punctul A_1 se deplasează în A_1'. Tensiunea de semnal $U_{A_1'B_1}$ se defazează cu unghiul φ faţă de tensiunea de comutaţie U_c.
Dar:

$$U_{A_1'B_1} = U_s = \frac{U_{B_1B_1'}}{\cos\varphi}$$

ceea, ce împreună cu relaţia (7) dă:

$$U_{AB} = K \cdot U_{B_1B_1'}. \tag{10}$$

Relaţia (10) arată că montajul analizat permite sezisarea (după punerea la zero) a sensului de variaţie a inductanţei traductorului, avînd avantajul unei echilibrări foarte uşoare.

Să analizăm curba de variaţie a tensiunii de ieşire U_{AB} în funcţie de variaţia, prin efect magneto-elastic (presupusă liniară), a permeabilităţii traductorului:

Presupunînd că L_1 variază cu ΔL avem:

$$U_{B_1B_1'} = U\left[\frac{r_1(r_1+r_2) + (L_1+\Delta L)\omega^2(L_1+\Delta L+L_2)}{(r_1+r_2)^2 + \omega^2(L_1+\Delta L+L_2)^2} - \right. \\ \left. - \frac{R_3}{R_3+R_4}\right]$$

Dacă ţinem seamă de relaţia (9) şi neglijăm pe ΔL din numitorul expresiei din paranteza relaţiei de mai sus, obţinem, notînd $\frac{\Delta L}{L_1} = \varepsilon$:

$$U_{B_1B_1'} = U\varepsilon\ \omega^2 L_1 \frac{L_1\varepsilon + 2L_1 + L_2}{(r_1+r_2)^2 + \omega^2(L_1+L_2)^2}$$

şi, deci, cu relaţiile (7) şi (10):

$$U_{AB} = 0{,}9\, RSU\omega^2 \varepsilon L_1 \frac{L_1\varepsilon + 2L_1 + L_2}{(r_1+r_2)^2 + \omega^2(L_1+L_2)^2}. \tag{11}$$

Tensiunea de ieşire variază parabolic cu ε, curba de etalonare va avea forma din fig. 4.

Relaţia (11) nu ţine seama decît de variaţia inductanţei traductorului. În realitate, variaţia lui μ prin efect magnetoelastic produce şi o variaţie a rezistenţei echivalente serie r_1 prin mărirea pierderilor. Din această cauză funcţia $U_{AB} = f(\sigma)$ va fi alta decît aceea care se obţine din relaţia (11).

Curba de etalonare obţinută la osciloscop, folosind traductorul care va fi descris în cele ce urmează, are o pronunţată alură liniară dincolo de porţiunea incipientă (fig. 6).

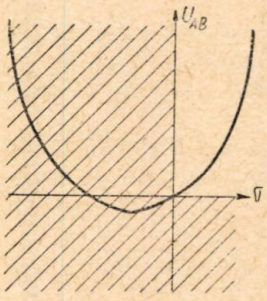


Fig. 5 Alura teoretică a curbei de etalonare.

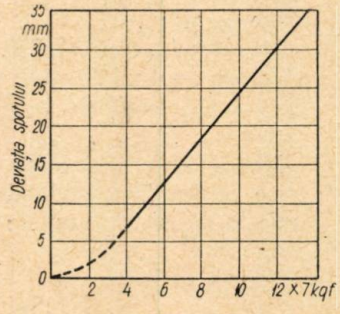


Fig. 6. Curba de etalonare la osciloscop.

Traductorul

S-a utilizat un traductor din Mu-metal din tole nituite. După multiple încercări a fost realizată construcţia schematizată din fig. 7, care dă rezultate foarte bune. Punctul de funcţionare a fost ales în domeniul cîmpurilor intense pentru a preîntîmpina, pe cît posibil, variaţia permeabilităţii cu curentul de magnetizare.

Din numeroasele încercări efectuate cu traductoare din tole nituite din diferite aliaje de tip permalloy, de diferite forme şi dimensiuni, diferite moduri de tratamente termice şi la diferite eforturi, au rezultat următoarele:

În concordanţă cu părerea tuturor celor ce s-au ocupat de această chestiune s-a observat

o sensibilă influenţă a antrenărilor repetate ale traductorului asupra stabilităţii punctului de zero.

Aliajul Mo-permalloy cu cupru (compoziţia 78 % Ni, 12 % Fe, 4,5 % Mo, 4 % Cu, 0,5 % Mn) are o histereză magneto-elastică deosebit de

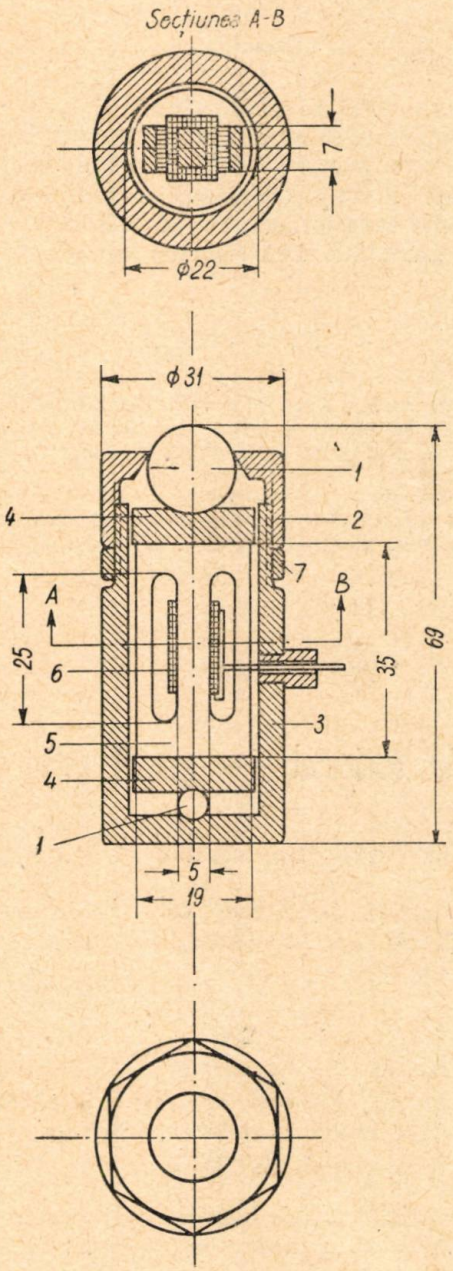


Fig. 7. Schema traductorului:
1 – bile oţel; 2 – capac; *3* – caseta oţel; *4* – piese intermediare; *5* – traductor din Mu-metal; *6* – bobinaj; *7* – contrapiuliţa.

accentuată care nu dispare nici după antrenări repetate. Am obţinut cu un astfel de traductor o eroare de histereză de 15 % (secţiunea miezului 50 mm², efort maxim 200 kg). În scopul studierii influenţei antrenărilor şi îmbătrînirii miezului asupra histerezei am construit o maşină pentru eforturi pulsatorii cuprinse între 0 şi 200 kg la o frecvenţă de 4 pulsuri/secundă. Traductorul a fost excitat în timpul antrenării cu tensiunea corespunzătoare inducţiei de saturaţie. Totuşi nu s-a putut constata o sensibilă reducere a erorii de histereză, chiar după 65 000 pulsuri.

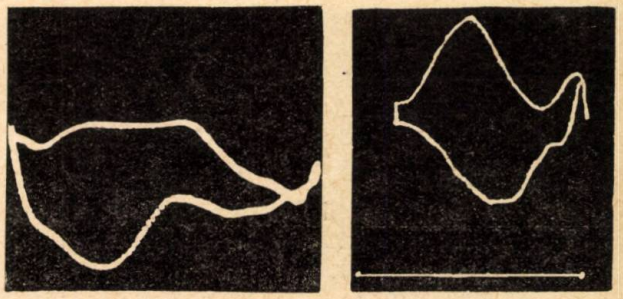
La un miez asemănător din Mu-metal (compoziţia nu ne este cunoscută) am putut reduce histereza sub 2 %. Am încercat, de asemenea, un traductor din permalloy obişnuit cu 78 % Ni care a dat rezultate satisfăcătoare atît în ce priveşte histereza, cît şi în privinţa sensibilităţii. O sensibilă creştere a erorii de histereză s-a observat ca urmare a suprasolicitării miezurilor.

Din încercările efectuate rezultă, de asemenea, că solicitarea maximă admisibilă a miezului depinde mult de modul tratamentului termic. Se ştie că eforturile trebuie menţinute sub limita de elasticitate a materialului miezului pentru a preîntîmpina producerea deformaţiilor plastice. Efectul magneto-elastic fiind pronunţat la materiale cu saturaţie rapidă, ceea ce se obţine la aliajele de tip permalloy printr-un tratament termic corespunzător, ar trebui să solicităm miezurile corect tratate cu eforturi relativ mici, ele fiind foarte moi după tratament. Astfel, am constatat că un miez din Mu-metal solicitat cu un efort unitar maxim de 1,8 kg/mm² prezenta o eroare de histereză de circa 2 %. După o solicitare repetată pînă la 4 kg/mm², eroarea de histereză a crescut la circa 5 %. În acelaşi timp sensibilitatea s-a redus cu circa 9 % faţă de valoarea ei iniţială. Aceasta pare să fie în contradicţie cu datele din literatura de specialitate, conform cărora eforturile unitare admisibile pot atinge 6–8 kg/mm².

Pentru a păstra proprietăţile magnetice ale miezului tratat termic, recomandăm nituirea tolelor înaintea executării tratamentului termic, cu nituri din permalloy.

Rezultate obţinute

Aparatul descris mai sus, care poate avea o serie de aplicaţii în legătură cu măsurarea eforturilor mecanice de compresiune, a fost folosit



a) *b)*

Fig. 8. Diagramele efortului în tija pompei de adîncime fotografiate la două pompe (*a* şi *b*) pe ecranul tubului catodic.

— după completarea cu anumite elemente — la ridicarea diagramelor eforturilor în garniturile de prăjini ale pompelor de adîncime pentru extracţia ţiţeiului.

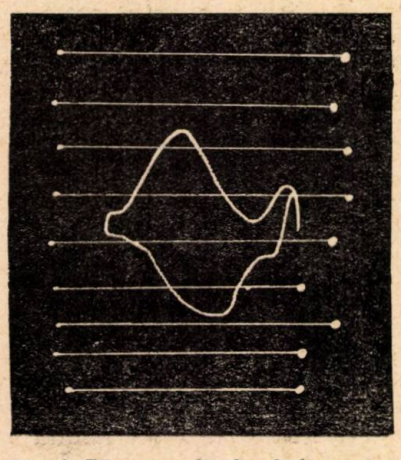


Fig. 9. Diagrama din fig. 8, *b* cu reţea de etalonare în tone (0-3-4-5-6-7 . . .10 tone).

Variaţia efortului în tije se măsoară în funcţie de cursa pompei.

În fig. 8 sînt redate două fotograme obţinute la două pompe diferite prin fotografierea ecranului tubului osciloscopului. Se observă linia de zero efort pe diagrama din fig. 8, *b*.

În fig. 9 se redă o fotogramă cu reţeaua de etalonare gradată în tone efort.

Concluzii

Dinamometrul magneto-elastic descris poate servi la măsurarea eforturilor mecanice de compresiune cu o precizie de 2 %. Construcţia aparatului poate fi simplificată alimentînd puntea cu traductorul magneto-elastic la frecvenţa reţelei în cazul măsurării unor eforturi ce variază lent.

BIBLIOGRAFIE

[1] TURICIN, A. M.: *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice* Trad. din lb. rusă Ed. Tehnică, Bucureşti, 1957.
[2] ASEEV, B. P.: *Bazele radiotehnicii.* Trad. din lb. rusă Ed. Energetică, Bucureşti, 1952.
[3] SCHUSTER, N. A.: *Phase-sensible detector circuit heaving high balance Stability.* The review of scientific instruments. 22 (1951) nr. 4, p. 254—257.

ALEXANDRU ŞTEFĂNESCU*)

Calculul fizic al reactoarelor eterogene uraniu natural — grafit (II)

CZ 621.039.421

În partea întîi a articolului [2] se calculează factorul de multiplicare K_∞ pentru un mediu infinit, cît şi elementele care intră în componenţa lui şi felul variaţiei lor pentru diferite reţele. În cele ce urmează se vor calcula celelalte elemente necesare determinării masei critice.

Vom reaminti o serie de noţiuni elementare din teoria difuziei neutronilor care sînt strict necesare la continuarea studiului reactoarelor.

1. Noţiuni preliminarii

Coeficientul de difuzie D care intră în ecuaţia difuziei se calculează astfel [1]:

$$D = \frac{1}{3\Sigma(1-\bar{\mu}_0)\left(1-\frac{4}{5}\frac{\Sigma a}{\Sigma}+\frac{\Sigma a}{\Sigma}\frac{\bar{\mu}_0}{1-\bar{\mu}_0}+\ldots\right)} \qquad (1)$$

pentru un mediu caracterizat de secţiunile efective macroscopice totală respectiv de absorbţie Σ şi Σ_a. În relaţia de mai sus

$$\bar{\mu}_0 = \frac{2}{3A} \qquad (2)$$

unde A este numărul de masă al nucleului mediului respectiv.

În cazul cînd mediul este moderator şi $\Sigma_a/\Sigma \ll 1$ expresia pentru coeficientul de difuzie se reduce la :

$$D = \frac{1}{3\,\Sigma_s(1-\bar{\mu}_0)} \qquad (3)$$

unde deoarece Σ_a este foarte mic, Σ se poate înlocui prin Σ_s — secţiunea efectivă macroscopică de împrăştiere. Deoarece pentru un anumit proces, împrăştiere de exemplu $\Sigma_s = \frac{1}{\lambda s}$ şi deoarece prin definiţie lungimea de transport a parcursului liber al neutronilor λ_t este :

$$\lambda_t = \frac{1}{\Sigma_s(1-\bar{\mu}_0)} \equiv \frac{\lambda_s}{1-\bar{\mu}_0} \qquad (4)$$

rezultă următoarea expresie pentru coeficientul de difuzie

$$D = \frac{\lambda_t}{3} \qquad (5)$$

Şi deoarece am văzut că χ — inversul lungimii de difuzie este definit astfel :

$$\chi^2 \equiv \frac{\Sigma a}{D} \qquad (6)$$

*) Ing. AL. ŞTEFĂNESCU este inginer la Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R.

rezultă că dacă vom cunoaşte constantele nucleare ale mediului, respectiv secţiunile efective microscopice de împrăştiere şi captură ale mediului, putem să calculăm lungimea de difuzie a mediului respectiv.

După cum se va vedea în continuare, lungimea de difuzie este o caracteristică importantă a unui mediu moderator şi de aceea vom insista puţin asupra ei pentru a fixa ideile.

Să presupunem că un flux de neutroni rapizi monoenergetici proveniţi dintr-o sursă oarecare, difuzează într-un mediu omogen nelimitat cu proprietăţi de moderator, cum ar fi de exemplu grafitul. În acest caz, neutronii în timpul existenţei lor trec prin două faze caracteristice: perioada în care energia lor este cuprinsă între energia sursei (energia cu care sînt emişi) şi energia termică şi perioada pe care o petrec în faza de neutroni termici pînă la captură. Deşi mediul omogen este un bun moderator şi se caracterizează printr-o secţiune efectivă de împrăştiere σ_s totuşi el posedă şi o secţiune efectivă de captură σ_a pentru neutroni, care deşi este mică este totuşi diferită de zero. Astfel neutronii în decursul ciocnirilor pe care le suportă cu nucleele mediului moderator, se încetinesc treptat şi pentrucă ei difuzează din locul cu densitate mai mare spre zona cu densitate mai mică de neutroni, de la o anumită distanţă, majoritatea neutronilor vor fi încetiniţi pînă la energia termică. Această distanţă, de la sursa de neutroni rapizi pînă în punctul în care se poate considera că toţi neutronii au devenit termici se numeşte distanţa sau lungimea de încetinire.

În continuare, neutronii deşi termici vor difuza spre zone de densitate mai mică. În acest timp o parte vor fi absorbiţi de mediu în care difuzează astfel încît fluxul neutronilor se va micşora cu distanţa. Legea de variaţie va fi exponenţială de forma:

$$\Phi(z) = Ae^{-\frac{z}{L}} \tag{7}$$

în care z reprezintă coordonata unui punct oarecare iar L se numeşte lungimea de difuzie, şi reprezintă distanţa în care fluxul neutronilor scade de e ori. Deci lungimea de difuzie corespunde cu lungimea de relaxare a fluxului neutronilor termici.

Lungimea de difuzie. În cele precedente s-a văzut că dacă cunoaştem secţiunile efective microscopice de împrăştiere şi absorbţie a moderatorului respectiv, lungimea de difuzie poate fi calculată cu expresia:

$$L^2 \equiv \frac{1}{\chi^2} = \frac{1}{3\Sigma_s\Sigma_a(1-\bar{\mu}_0)} = \frac{\lambda_{tr}}{2\Sigma_a} \tag{8}$$

dedusă din (4), (5) şi (6).

O altă cale de obţinere a ei este prin determinarea experimentală. Pentru aceasta într-o prismă omogenă din moderatorul respectiv de dimensiuni bine determinate se introduce o sursă de neutroni rapizi de putere S_0 neutroni/s. Măsurînd prin diferite metode valoarea fluxului termic în diferite puncte ale prismei se poate determina lungimea de relaxare a fluxului neutronilor termici, care este echivalentă cu lungimea de difuzie. În orice caz pentru proiectarea reactorului este strict necesar să se determine exact lungimea de difuzie a moderatorului cu care se va construi reactorul.

În cazul grafitului nuclear de densitate $\rho = 1{,}6$

$$\sigma_s = 4{,}8 \text{ barni}^1)$$

$$\sigma_a = 4{,}5.10^{-3} \text{ barni}$$

$$A = 12$$

$$N = \frac{1{,}6.\ 6{,}03.\ 10^{23}}{12} = 8{,}05.\ 10^{22} \text{ atomi/cm}^3$$

$$\Sigma_s = 8{,}05.\ 10^{22}.\ 4{,}8.\ 10^{-24} = 0{,}368 \text{ cm}^{-1}$$

$$\Sigma_a = 8{,}05.10^{22}.4{,}5.10^{-3}.10^{-24} = 3{,}62.10^{-4}\text{cm}^{-1}$$

$$\bar{\mu}_0 = \frac{2}{3A} = \frac{2}{3.12} = 0{,}056$$

$$\lambda_{tr} = \frac{\lambda_s}{1-\bar{\mu}_0} = \frac{1}{0{,}386.\ 0{,}944} = 2{,}75$$

$$L = \sqrt{\frac{\lambda_{tr}}{3\Sigma_a}} = \sqrt{\frac{2{,}75}{3.3{,}62.10^{-4}}} = 50 \text{ cm}$$

Lungimea de încetinire. În timpul încetinirii neutronilor rapizi, fiecare punct al moderatorului din zona de încetinire este caracterizat de o densitate de încetinire $q(\bar{r}, \tau)$ care reprezintă numărul neutronilor încetiniţi sub o anumită limită de energie în unitatea de volum din jurul punctului $\bar{r}$ şi în unitatea de timp. Densitatea de încetinire este funcţie de poziţia punctului cît şi de energia neutronului. Noi în loc să scriem că q este funcţie de energie, am scris că este funcţie de τ, adică de vîrsta Fermi a neutronului, ceea ce este de fapt acelaşi lucru. În teoria vîrstei elaborată de E. Fermi, şi în ale cărei detalii nu putem intra în cadrul da faţă, se lucrează nu cu energia neutronilor ci cu o mărime $\tau(E)$ care a fost denumită în mod impropriu vîrstă, deoarece nu are dimensiunile unui timp. Denumirea s-a dat prin analogie cu ecuaţia nestaţionară a conducţiei căldurii, deoarece vîrsta τ apare în ecuaţia vîrstei (41) sub aceeaşi formă sub care apare timpul din ecuaţia conductibilităţii termice. În mod intuitiv se poate spune că vîrsta Fermi a unui neutron reprezintă faza energetică la care a ajuns neutronul în timpul încetinirii. Astfel neutronii rapizi emişi de sursă vor avea vîrsta zero, deci pentru ei $\tau(E_{\text{sursă}}) = 0$, iar neutronii termici vor avea o anumită valoare pentru vîrstă egală cu $\tau(E_{\text{termic}})$.

---

[1]) 1 barn = 10^{-24} cm^2

Semnificaţia fizică a vîrstei apare dacă se calculează distanţa pătratică medie pe care o străbat neutronii în timpul încetinirii pînă cînd ating vîrsta τ

$$\overline{r^2}(\tau) = \frac{\int_0^\infty r^2[4\pi r^2 q(r,\tau)]dr}{\int_0^\infty 4\pi r^2 q(r,\tau)\,dr}. \qquad (9)$$

Or pentru o sursă punctuală de neutroni rapizi monocinetici plasată într-un moderator infinit, densitatea de încetinire $q(r,\tau)$ este dată de expresia :

$$q(r,\tau) = \frac{e^{-\frac{r^2}{4\tau}}}{(4\pi\tau)^{3/2}} \qquad (10)$$

care introdusă în integrala expresiei (9) dă :

$$\overline{r^2}(\tau) = \frac{\int_0^\infty r^4 e^{-\frac{r^2}{4\tau}}\,dr}{\int_0^\infty r^2 e^{-\frac{r^2}{4\tau}}\,dr} = 6\tau \qquad (11)$$

de unde

$$\tau = \frac{1}{6}\overline{r^2}. \qquad (12)$$

Prin urmare, vîrsta τ, în acest caz, reprezintă a şasea parte din valoarea pătratică medie a distanţei (măsurată pe vectorul de poziţie) cu care se deplasează neutronul din momentul în care este emis de sursă (cînd este rapid şi cu $\tau = 0$) pînă în momentul considerat, (corespunzător vîrstei τ) iar pentru neutronii termici, pînă în momentul în care au atins energia termică şi deci vîrsta τ_t. Şi atunci lungimea sau parcursul de încetinire se defineşte astfel :

$$L_i \equiv \sqrt{\tau_t} \qquad (13)$$

Vîrsta corespunzătoare energiei termice pentru neutronii rezultaţi din fisiune şi încetiniţi în grafit este $\tau_t = 350$ cm^2 ceea ce corespunde pentru lungimea de încetinire în grafit $L_i = 18{,}7$ cm.

Pentru cele ce vor urma mai introducem o mărime denumită suprafaţa de migraţie pe care o vom nota prin M^2 şi care o vom defini astfel :

$$M^2 \equiv L^2 + L_i^2 = L^2 + \tau_t \qquad (14)$$

şi în mod corespunzător definim lungimea de migraţie :

$$M \equiv \sqrt{L^2 + L_i^2} \qquad (15)$$

Lungimea de migraţie reprezintă distanţa medie parcursă de neutron din momentul apariţiei ca neutron rapid pînă în momentul capturii lui de energia termică. În acest caz valoarea lungimii de migraţie a neutronilor în grafit este egală cu :

$$M \cong 53{,}6 \text{ cm}. \qquad (16)$$

2. Reţea eterogenă

Toţi parametrii nucleari de mai sus au fost definiţi şi calculaţi pentru grafitul omogen. În calculele pentru reactorul eterogen valorile lor nu mai corespund, în acest caz vom fi obligaţi să ţinem seamă la calculul lor atît de faptul că în grafit sînt dispuse barele de uraniu cît şi de faptul că în jurul barelor avem un spaţiu inelar de aer.

Lungimea de difuzie. În cazul unei reţele eterogene am văzut că factorul de utilizare termică f poate fi definit prin relaţia :

$$f = \frac{\Sigma_{a0}}{\Sigma_{a0} + \Sigma_{a1}\frac{V_1}{V_0}\frac{\overline{\Phi}_1}{\overline{\Phi}_0}} \qquad (17)$$

în care Σ_{a0} este secţiunea efectivă macroscopică de captură în combustibil ; Σ_{a1} — aceeaşi mărime pentru moderator ; V_1, V_0 şi $\overline{\Phi}_1$, $\overline{\Phi}_0$ — volumele de moderator şi combustibil dintr-o celulă respectiv fluxul mediu al neutronilor termici din moderator şi combustibil.

Din relaţia de mai sus se deduce :

$$V_o\,\Sigma_{a0}\frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1} = V_1\,\Sigma_{a1}\frac{1}{1-f}. \qquad (18)$$

Dacă vrem să calculăm o valoare medie a secţiunii macroscopice de captură, pentru celulă ţinînd seamă de variaţia fluxului mediu, vom obţine :

$$\Sigma_a = \frac{V_1\Sigma_{a1}\overline{\Phi}_1 + V_0\,\Sigma_{a0}\,\overline{\Phi}_0}{V_1\overline{\Phi}_1 + V_0\overline{\Phi}_0} = \frac{V_1\,\Sigma_{a1} + V_0\,\Sigma_{a0}\left(\frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1}\right)}{V_1 + V_0\left(\frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1}\right)}. \qquad (19)$$

Ţinînd seamă de relaţia (18) valoarea lui Σ_a devine

$$\Sigma_a = \frac{\Sigma_{a1}}{1-f}\,\frac{V_1}{V_1 + V_0\left(\frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1}\right)}. \qquad (20)$$

În cazul unei reţele reale V_1 este mult mai mare decît $V_0\frac{\overline{\Phi}_0}{\overline{\Phi}_1}$ şi prin urmare secţiunea macroscopică de absorbţie va putea fi aproximată cu :

$$\Sigma_a = \frac{\Sigma_{a1}}{1-f}. \qquad (21)$$

În consecinţă lungimea de difuzie a neutronilor termici în reţea este dată de expresia :

$$L_{\text{reţea}} = \sqrt{\frac{D}{\Sigma_a}} = \sqrt{\frac{D_1}{\Sigma_{a1}}(1-f)} \qquad (22)$$

$$L_{\text{reţea}} = L_{\text{mod}}\sqrt{1-f} \qquad (23)$$

$$\sqrt{\frac{D_1}{\Sigma_{a1}}} = L_{\text{mod}},$$

unde L_{mod} este lungimea de difuzie în moderatorul pur, adică în cazul grafitului $L_{\text{mod}} = 50$ cm. Adică în cele din urmă, pentru cazul unei reţele eterogene simplificate formată numai din uraniu şi grafit avem :

$$\frac{L^2_{\text{reţea}}}{L^2_{\text{mod}}} = 1-f. \qquad (24)$$

Dacă vom considera acum o reţea reală — aşa cum am stabilit în partea întîi a articolului — adică vom considera atît prezenţa aluminiului de protecţie a uraniului şi căruia în toate notaţiile îi vom afecta indicele 2, cît şi prezenţa spaţiului de aer pentru răcire, rezultatele se vor modifica puţin faţă de cele de mai sus.

Prezenţa uraniului în reţea face ca Σ_a pentru reţea să fie mai mare decît Σ_{a1} pentru moderator după cum rezultă din (21).

Ţinînd seamă de (8) putem scrie :

$$\frac{L^2_{\text{reţea}}}{L^2_{\text{mod}}} = \frac{\lambda^{\text{reţea}}_{tr}}{\Sigma^{\text{reţea}}_a} \cdot \frac{\Sigma^{\text{mod}}_{al}}{\lambda^{\text{mod}}_{tr}}. \qquad (25)$$

Deoarece în reactor există o cantitate mai mare de moderator decît de uraniu şi deoarece secţiunea microscopică de împrăştiere a grafitului şi a uraniului sînt cam de acelaşi ordin de mărime (4 — 5 barni), se poate face aproximaţia că $\lambda^{\text{reţea}}_{tr} = \lambda^{\text{mod}}_{tr}$ şi în acest caz (25) devine :

$$\frac{L^2_{\text{reţea}}}{L^2_{\text{mod}}} = \frac{\Sigma_{a_1}}{\Sigma_a},$$

în care Σ_{a_1} şi Σ_a au semnificaţia stabilită de mai înainte, deoarece am revenit la vechile notaţii. În mod analog ca la cazul simplificat de reţea se poate arăta că :

$$\frac{\Sigma_{a_1}}{\Sigma_a} = (\text{fracţiunea neutronilor capturaţi în grafit}) \times$$

$$\times\left(1 + \frac{V_0\,\overline{\Phi}_0}{V_1\,\overline{\Phi}_1} + \frac{V_2\,\overline{\Phi}_2}{V_1\,\overline{\Phi}_1}\right) \qquad (26)$$

Deoarece rapoartele V_0/V_1 şi V_2/V_1 sînt mult mai mici decît unitatea, noi putem neglija diferenţele dintre $\overline{\Phi}_0$, $\overline{\Phi}_1$ şi $\overline{\Phi}_2$ astfel încît obţinem :

$$\frac{L^2_{\text{reţea}}}{L^2_{\text{mod}}} = \text{fracţiunea neutronilor capturaţi}$$

$$\text{în grafit}) \times \left(1 + \frac{V_0}{V_1} + \frac{V_2}{V_1}\right). \qquad (27)$$

În partea întîi am văzut că :
fracţiunea neutronilor capturaţi în grafit $=$
$= f\,(R_1 + B_1 + S_1)$,
obţinem pentru $L^2_{\text{reţea}}$

$$L^2_{\text{reţea}} = L^2_{\text{mod}}\, f\,(R_1 + B_1 + S_1)\left(\frac{V_1+V_0+V_2}{V_1}\right). \qquad (28)$$

Ţinînd seamă însă că $S_1 = (1+R_2)X$ cît şi de faptul că R_2X şi B_1 sînt mici în comparaţie cu R_1 şi X, se poate scrie cu aproximaţie :

$$L^2_{\text{reţea}} = L^2_{\text{mod}}\, f\,(R_1 + X)\left(\frac{V_1+V_0+V_2}{V_1}\right). \qquad (29)$$

În cele de mai sus încă nu am ţinut seamă de prezenţa spaţiului de aer. Acesta contribuie la micşorarea densităţii amestecului de grafit-uraniu-aluminiu. Deoarece $L^2 = \frac{\lambda_a\,\lambda_{tr}}{3}$, şi deoarece λ_a şi λ_{tr} variază invers proporţional cu densitatea, corecţia pentru spaţiul de aer se scrie astfel :

$$L^2_{\text{reţea}} = L^2_{\text{mod}}\, f(R_1+X)\left(\frac{V_1+V_0+V_2}{V_1}\right)\left(\frac{V_t}{V_1+V_0+V_2}\right)^2 \qquad (30)$$

unde V_t reprezintă volumul total $V_t = V_1 + V_2 + V_3 + V_{\text{aer}}$. În cele din urmă :

$$L^2_{\text{reţea}} = L^2_{\text{mod}}\, f\,(R_1 + X)\frac{V_t^2}{V_1\,(V_t - V_{\text{aer}})} \qquad (31)$$

$$= L^2_{\text{mod}}\, f\,(R_1 + X)\frac{b^2}{(b^2-c^2)\,(b^2-c^2+a^2)}.$$

Relaţia finală pentru $L^2_{\text{reţea}}$ se poate aproxima prin :

$$L^2_{\text{reţea}} = L^2_{\text{mod}}\, f\,(R_1 + X)\left(\frac{b^2}{b^2 - c^2 + \frac{a^2}{2}}\right)^2 \qquad (32)$$

În cazul reţelei noastre pentru

$$a = 1{,}0 \text{ cm}$$
$$c - a = 1{,}0 \text{ cm}$$
$$t = 0{,}115 \text{ cm}$$
$$b = 9{,}0 \text{ cm}$$

obţinem :

$$\left(\frac{b^2}{b^2 - c^2 + \frac{a^2}{2}}\right)^2 = 1{,}092$$

$$X = 0{,}0137$$

$$R_1 = 0{,}1082$$

$$f = 0{,}883$$

$$L^2_{\text{reţea}} = 2\,500 \cdot 0{,}883\ (0{,}1082 + 0{,}0137) \cdot 1{,}092$$

$$L^2_{\text{reţea}} = 294 \text{ cm}^2.$$

Lungimea de încetinire. Din literatura declasificată rezultă că pentru o reţea fără spaţiu de aer, pătratul lungimii de încetinire are valoarea $387(V_t/V_1)$ cm² pentru neutronii care scapă din bara de uraniu în afară fără a suporta vreo ciocnire neelastică şi $231(V_t/V_1)$ cm² pentru neutronii care suportă o ciocnire neelastică cu nucleele de uraniu înainte de a scăpa în afara barei combustibile.

Pe de altă parte fracţiunea neutronilor care suportă ciocniri neelastice înainte de a scăpa în afara barei este dată de $(\sigma_i/\sigma_t)P$ unde σ_i este secţiunea efectivă microscopică a neutronilor de fisiune pentru ciocniri neelastice, σ_t — secţiunea efectivă totală pentru neutronii de fisiune, iar P este probabilitatea ca un neutron de fisiune să suporte o ciocnire înainte de a ieşi din bară. Astfel, în absenţa spaţiului de aer, avem :

$$L^2_{i.\,reţ} = \frac{V_t}{V_1}\left\{387\left(1-\frac{\sigma_i}{\sigma_t}P\right)+231\frac{\sigma_i}{\sigma_t}P\right\} = \frac{V_t}{V_1}\left(387-156\frac{\sigma_i}{\sigma_t}P\right). \quad (33)$$

Cunoscînd valorile secţiunilor microscopice din partea întîi, unde am văzut

$$\sigma_i = 2{,}47 \text{ barni}$$

$$\sigma_t = 4{,}3 \text{ barni}$$

obţinem pentru expresia (33)

$$L^2_{i.\,reţ} = \frac{V_t}{V_1}(387-90P). \quad (34)$$

Ţinînd acum seamă şi de spaţiul de aer, vom mai introduce factorul de corecţie :

$$\frac{V_t}{V_t - V_{aer}} = \frac{V_t}{V_0+V_1+V_2} \quad (35)$$

astfel încît expresia lungimii de încetinire pentru o reţea eterogenă reală cu spaţiu de aer, devine :

$$L^2_{i.\,reţ} = \frac{V_t^2}{V_1\,(V_0+V_1+V_2)}(387-90P) = \left(\frac{V_t}{V_1+\frac{1}{2}V_0}\right)^2(387-90P) \quad (36)$$

În această expresie P este funcţie de a — raza barei de uraniu, după cum am văzut în [2] fig. 13.

Expresia finală pentru reţeaua noastră de dimensiuni a, b, c şi t este :

$$L^2_{i.\,reţ} = (387-90P)\left(\frac{b^2}{b^2-c^2+\frac{a^2}{2}}\right)^2. \quad (37)$$

În cazul numeric ales obţinem :

$$L^2_{i.\,reţ} = (387-90\cdot 0{,}212)\cdot 1{,}092$$

$$L^2_{i.\,reţ} = 402 \text{ cm}^2 .$$

Lungimea de migraţie. Am văzut că relaţia dintre lungimea de migraţie, lungimea de difuzie şi lungimea de încetinire este :

$$M^2 = L^2 + L_i^2. \quad (38)$$

În cazul numeric obţinem :

$$M^2_{reţ} = 294 + 402 = 696 \text{ cm}^2.$$

3. Sursa neutronilor în teoria vîrstei

Vom considera un reactor omogen cu neutroni termici fără reflector, concluziile finale fiind valabile şi pentru cazul reactoarelor eterogene. Presupunem că sistemul multiplicator este în stare critică , deci în regim staţionar, ceea ce înseamnă că în absenţa surselor externe de neutroni, densitatea neutronilor dintr-un anumit element de volum nu variază în timp. Deci cîţi neutroni apar în fisiune tot atîţia se pierd în urma capturilor şi a pierderilor în exterior.

Ne propunem, în continuare, să găsim condiţiile în care reactorul devine critic, astfel încît în el să fie posibilă o reacţie în lanţ autoîntreţinută.

Bilanţul neutronilor în unitatea de volum a reactorului va fi reprezentat de ecuaţia :

$$D\nabla^2\Phi(r) - \Sigma_a\Phi(r) + S = 0 \quad (39)$$

unde $D\nabla^2\Phi(r)$ reprezintă peirderile de neutroni din unitatea de volum şi timp; $\Sigma_a\Phi(r)$ — numărul neutronilor pierduţi în interiorul sistemului prin diferite feluri de capturi în unitatea de timp; S — numărul neutronilor apăruţi în sistem în unitatea de timp.

Evoluţia neutronilor în reactor am urmărit-o în partea întîi a articolului, cînd am arătat care sint factorii ce intră în calculul lui k.

Numărul neutronilor de fisiune care au atins prin încetinire energia termică în unitatea de volum şi de timp, este egal cu densitatea de încetinire corespunzătoare acestei energii. Dacă în procesul încetinirii nu ar exista absorbţie, acest număr ar fi egal cu $q(r, \tau_{th})$ unde τ_{th} reprezintă vîrsta neutronilor termici. Am presupus că q nu depinde de timp deoarece timpul de încetinire este mic faţă de timpul de difuzie al neutronilor termici (10^{-4} s în raport cu 10^{-2} s). În realitate o parte din neutroni sînt capturaţi în timpul încetinirii. Pentru a ţine seamă de această captură, vom înmulţi pe $q(r, \tau_{th})$ cu probabilitatea evitării capturii de rezonanţă p. Şi atunci densitatea de încetinire căutată, egală cu termenul care ţine seamă de sursele de neutroni termici din ecuaţia (39) este dată de produsul $pq(r, \tau_{th})$. În acest caz ecuaţia (39) se scrie astfel :

$$D\nabla^2\Phi(r) - \Sigma_a\Phi(r) + pq(r, \tau_{th}) = 0 \quad (40)$$

Densitatea de încetinire $q(r, \tau_{th})$ reprezintă soluţia ecuaţia vîrstei :

$$\nabla^2 q = \frac{\partial q}{\partial \tau} \tag{41}$$

cu condiţiile la limită corespunzătoare. Una dintre aceste condiţii se obţine considerînd densitatea de încetinire a neutronilor pentru energia cu care sînt emişi de sursă. Această densitate de încetinire pentru neutronii de fisiune este reprezentată de $q_0(r, 0)$, deoarece vîrsta neutronilor emişi direct de sursă este egală cu zero. De fapt, neutronii de fisiune posedă un anumit spectru de energii, pentru simplificare însă vom admite că toţi neutronii sînt emişi cu o energie medie, fiind încetiniţi apoi în mod continuu pînă la energia termică.

În prima parte am văzut că în timpul reacţiilor în lanţ, din fiecare neutron termic se obţin $f\eta\varepsilon$ neutroni rapizi, unde f reprezintă factorul de utilizare termică, η — numărul mediu al neutronilor de fisiune pentru fiecare neutron absorbit în combustibil, iar ε —factorul de multiplicare prin neutroni rapizi. Şi atunci numărul neutronilor rapizi care pot fi încetiniţi pînă la energia termică, ce revin de fiecare neutron termic absorbit, este egal cu k/p, deoarece am văzut că pentru un mediu infinit $k = f\eta\varepsilon p$. Ori, numărul neutronilor absorbiţi în unitatea de volum şi unitatea de timp este egal cu $\Sigma_a \Phi(r)$, unde Σ_a reprezintă secţiunea macroscopică de captură, iar $\Phi(r)$ fluxul neutronilor în punctul respectiv. În consecinţă numărul neutronilor rapizi rezultaţi din fisiune, care se obţin în unitatea de volum şi de timp este $\frac{k}{p}\Sigma_a \Phi(r)$.

Aceasta însă este egal cu densitatea de încetinire a neutronilor la energia de fisiune, deci :

$$q_0(r, 0) = \frac{k}{p} \Sigma_a \Phi(r). \tag{42}$$

O altă condiţie la limită pentru ecuaţia (41) se obţine făcînd ca atît fluxul cît şi densitatea de încetinire să se anuleze pe suprafaţa de extrapolare care este la $0{,}71\,\lambda_{tr}$ de suprafaţa fizică în cazul reactorului fără reflector.

Deoarece $q(r, \tau)$ este o funcţie de vîrsta neutronilor şi de coordonatele spaţiale, încercăm rezolvarea ecuaţiei vîrstei prin metoda separări variabilelor, adică presupunem că :

$$q(r,\tau) = R(r)\, T(\tau) \tag{43}$$

unde $T(\tau)$ este o funcţie numai de vîrstă (sau energie), iar $R(r)$ este funcţie numai de coordonate. Înlocuind ecuaţia (43) în (41) şi regrupînd termenii, obţinem :

$$\frac{\nabla^2 R(r)}{R(r)} = \frac{1}{T(\tau)} \frac{\mathrm{d}T(\tau)}{\mathrm{d}\tau} \tag{44}$$

Deoarece membrul întîi al ecuaţiei depinde numai de r iar al doilea — numai de τ, înseamnă că variabilele s-au separat, şi cei doi membri pot fi egalaţi cu o constantă, deci :

$$\frac{\nabla^2 R(r)}{R(r)} = -B^2 \tag{45}$$

sau

$$\nabla^2 R(r) + B^2 R(r) = 0 \tag{46}$$

şi

$$\frac{1}{T(\tau)} \frac{\mathrm{d}T(\tau)}{\mathrm{d}\tau} = -B^2. \tag{47}$$

Soluţia ecuaţiei (47) este de forma :

$$T(\tau) = A e^{-B^2\tau} \tag{48}$$

astfel încît ecuaţia (43) devine :

$$q(r, \tau) = A R(r)\, e^{-B^2\tau} = R(r) e^{-B^2\tau} \tag{49}$$

unde constanta de integrare A este conţinută în funcţia $R(r)$, iar constanta B^2 trebuie să fie o mărime reală şi pozitivă pentru a satisface condiţia fizică, conform căreia densitatea de încetinire nu poate creşte o dată cu vîrsta neutronilor. Cînd τ este zero ecuaţia (49) devine :

$$q(r,o) = R(r) \tag{50}$$

şi egalînd-o cu ecuaţia (42) rezultă :

$$R(r) = \frac{k}{p} \Sigma_a \Phi(r) \tag{51}$$

şi deci :

$$\nabla^2 R(r) = \frac{k}{p} \Sigma_a \nabla^2 \Phi(r). \tag{52}$$

Înlocuind valorile lui $\nabla^2 R(r)$ şi $R(r)$ din (51) şi (52) în ecuaţia (45) obţinem :

$$\frac{\nabla^2 \Phi(r)}{\Phi(r)} = -B^2 \tag{53}$$

sau

$$\nabla^2 \Phi(r) + B^2 \Phi(r) = 0. \tag{54}$$

Constanta B^2 este aceeaşi ca cea de mai înainte şi se numeşte parametru sau laplacean [2]) (buckling).

Din cele de mai sus vedem că în orice reactor critic, în care sursele de neutroni se determină prin teoria vîrstei, fluxul neutronilor termici este proporţional cu densitatea de încetinire în orice punct al sistemului, deoarece satisface şi el ecuaţia undelor.

Înlocuind în (49) rezultatul obţinut în ecuaţia (51) se obţine :

$$q(r, \tau) = \frac{k}{p} \Sigma_a \Phi(r) e^{-B^2\tau}. \tag{55}$$

[2]) A nu se confunda cu operatorul lui Laplace.

Acum bilanţul neutronilor reprezentat de ecuaţia critică a difuziei (40) capătă forma următoare :

$$D\nabla^2 \Phi(r) - \Sigma_a \Phi(r) + k \Sigma_a \Phi(r) e^{-B^2\tau} = 0 \quad (56)$$

deoarece am înlocuit valoarea lui q din (55) în ecuaţia (40).

sau

$$\frac{ke^{-B^2\tau}}{1+LB^2} = 1. \quad (59)$$

Aceasta este ecuaţia critică care exprimă condiţia ca reacţia în lanţ să se poată autoîntreţine, în cazul unui reactor omogen şi fără reflector.

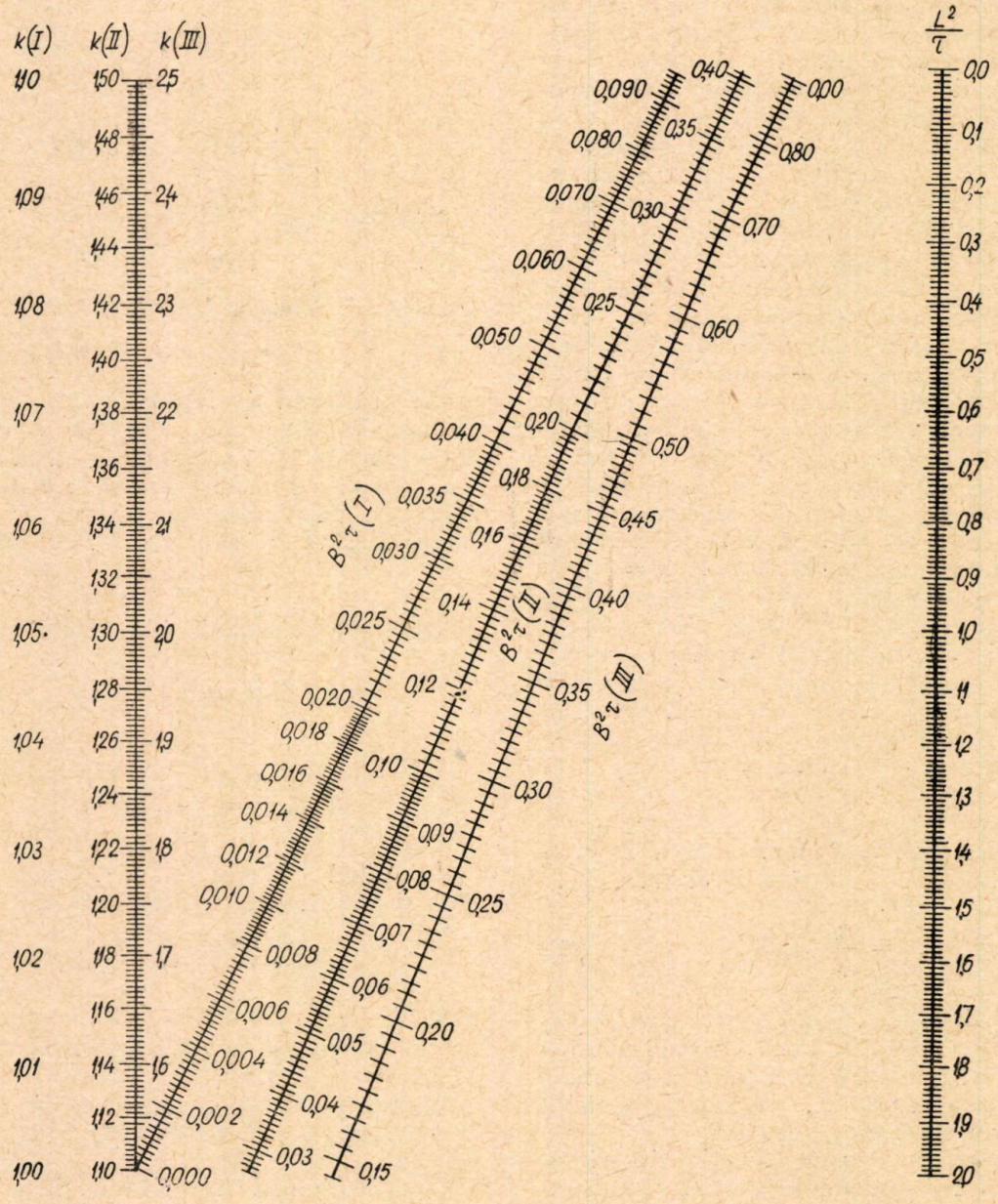


Fig. 1. Nomograma de calcul a ecuaţiei critice.

Pentru a obţine condiţia critică, vom împărţi ecuaţia (56) prin $\Sigma_a \Phi(r)$ şi ţinînd seamă că $D/\Sigma_a = L^2$ rezultă :

$$L^2 \frac{\nabla^2 \Phi(r)}{\Phi(r)} - 1 + k e^{-B^2\tau} = 0. \quad (57)$$

Înlocuind în relaţia obţinută pe $\nabla^2 \Phi(r)/\Phi(r)$ din ecuaţia (53) obţinem :

$$-L^2B^2 - 1 + k e^{-B^2\tau} = 0 \quad (58)$$

Partea stîngă a ei se numeşte factorul de multiplicare efectivă a reactorului dat şi se notează prin k_{ef}, deci

$$k_{ef} = \frac{ke^{-B^2\tau}}{1+L^2B^2}. \quad (59')$$

Deoarece în multe anteevaluări este necesară rezolvarea ecuaţiei critice (58) sau (59) pentru mai multe variante, pentru rapiditatea calculelor

s-a întocmit [3] o nomogramă cu ajutorul căreia se poate rezolva grafic şi imediat. Ecuaţia critică este o ecuaţie transcendentă în B şi soluţia se obţine în general prin aproximaţii succesive. Vom vedea în continuare care este rolul lui B în determinarea dimensiunilor critice ale reactorului.

Nomograma din fig. 1, după cum se poate vedea, are trei scale importante : scala valorilor lui k, scala lui $B^2\tau$ şi scala L^2/τ. De fapt primele două mărimi au fiecare cîte trei scale după intervalele valorilor ce le pot lua iar pentru comoditatea reprezentării s-au construit paralele. Se poate observa că valoarea de la capătul superior al lui k (I) se continuă la capătul inferior al scalei k (II) şi în mod identic cu k (III). În mod corespunzător lui k pentru $B^2\tau$ avem trei scale care corespund fiecare cu cîte una din k.

Să vedem cum se calculează laplaceanul B cu ajutorul acestei nomograme. Pentru aceasta este necesar să cunoaştem următoarele mărimi ce trebuie calculate în prealabil : k, L şi τ. Fixăm valoarea lui k pe scala k (I), k (II) etc. depinde pe care se află şi al doilea punct îl obţinem calculînd raportul L^2/τ şi fixînd punctul pe scala respectivă. Cele două puncte obţinute le vom uni printr-o dreaptă, iar punctul în care această linie intersectează scala $B^2\tau$ reprezintă valoarea căutată. Ştiind de exemplu că

$$+ B^2\tau = \alpha \tag{60}$$

rezultă

$$+ B = +\sqrt{\frac{\alpha}{\tau}} \tag{61}$$

Valoarea laplaceanului mai poate fi obţinută cu ajutorul graficului din fig. 2, reprodus din [4] în care este dată mărimea δ în funcţie de $k - 1$ pentru diferite valori ale lui A, unde

$$A = \frac{\tau}{L^2+\tau} \tag{62}$$

iar laplaceanul R^2 se exprimă cu ajutorul lui δ prin relaţia :

$$B^2 = \frac{k-1}{L^2+\tau}(1-\delta). \tag{63}$$

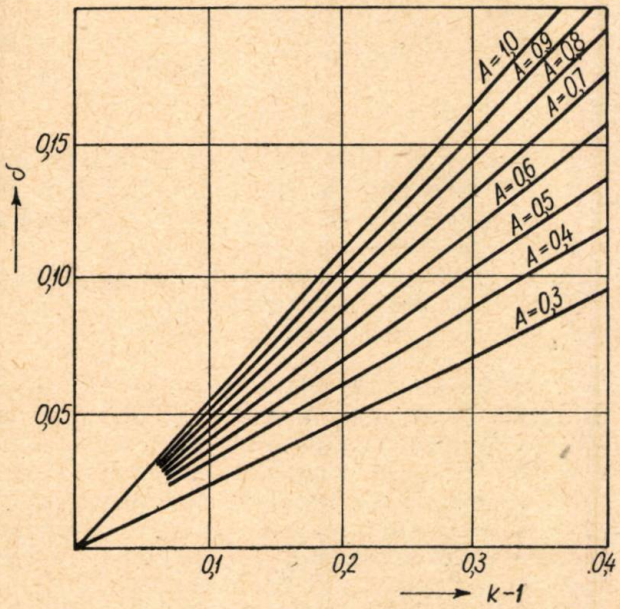


Fig. 2. Grafic pentru rezolvarea ecuaţiei critice.

4. Parametru material şi geometric

Din ecuaţia (59) ne putem da seama că B^2 are dimensiunile inversului unei suprafeţe, deoarece k este adimensional iar τ şi L^2 au dimensiunile pătratului unei lungimi. De fapt, trebuie să distingem între două semnificaţii ale parametrului B^2.

Parametrul material B_m^2 este valoarea lui B^2 care satisface ecuaţia transcendentă a stării critice (59). De aici se vede că parametrul material este o proprietate a mediului multiplicator şi nu depinde decît de k, τ şi L^2 care sînt determinate de structura mediului şi de materialele care intră în compoziţia lui. Şi atunci la un reactor critic distribuţia spaţială a fluxului se determină din ecuaţia

$$\nabla^2\Phi(r) + B_m^2\Phi(r) = 0 \tag{64}$$

Parametrul geometric B_g^2 se defineşte ca fiind soluţia ecuaţiei undelor

$$\nabla^2\Phi(r) + B_g^2\Phi(r) = 0 \tag{65}$$

obţinută din condiţia anulării fluxului neutronilor pe suprafaţa de extrapolare a reactorului. Valoarea lui B_g^2 depinde numai de forma şi dimensiunile sistemului. În acest caz condiţia critică se scrie :

$$B_g^2 = B_m^2 \tag{66}$$

adică pentru un sistem critic de formă dată, parametrul geometric trebuie să fie egal cu parametrul material al mediului multiplicator. Vom vedea în continuare că parametrul geometric scade cînd dimensiunile sistemului cresc. Prin urmare, dacă

$$B_g^2 < B_m^2 \tag{67}$$

atunci dimensiunile reactorului sînt mai mari decît cele critice şi sistemul este supracritic, iar dacă

$$B_g^2 > B_m^2 \tag{68}$$

sistemul este subcritic.

În calculele de dimensionare se pot urma două căi :

1. Se dă compoziţia mediului, adică pe k, τ şi L^2 şi din ecuaţia critică (59) se determină parametrul material. Egalîndu-l apoi cu parametrul geometric, putem găsi dimensiunile critice ale reactorului de formă dată.

2. Fie se urmează calea inversă, adică se dă forma şi dimensiunile reactorului, din care se obţine valoarea parametrului geometric. Apoi în ecuaţia critică se înlocuieşte B^2 prin B_g^2 şi obţinem care este combinaţia dintre combustibil şi moderator pentru care reactorul este critic.

Deoarece în cele ce vor urma nu vom studia decît reactoarele critice, uneori nu vom mai face deosebire între B_g^2 şi B_m^2 decît atunci cînd va fi nevoie, şi vom denumi în general parametru sau laplacean şi vom nota simplu prin B^2.

5. Bilanţul neutronilor în reactor

În partea întîi a articolului am văzut că pentru un reactor cu dimensiuni finite, coeficientul de multiplicare efectivă a neutronilor este dat de relaţia

$$k_{ef} = kP,$$

în care P reprezintă probabilitatea ca neutronii să evite pierderile în exteriorul sistemului în decursul existenţei lor, adică de la apariţia ca neutroni de fisiune pînă la captura în zona de energie termică. Cum însă în (59') am definit pe k_{ef} astfel :

$$k_{ef} = k\,\frac{e^{-B_g\tau}}{1+L^2B^2} \tag{69}$$

rezultă că

$$P = \frac{e^{-B_g\tau}}{1+L^2B^2}. \tag{70}$$

Aceasta se poate deduce şi din consideraţiile următoare :

Numărul neutronilor termici absorbiţi pe cm³ în timp de 1 s este egal cu $\Sigma_a \Phi(r)$ iar numărul neutronilor rezultaţi este $k\Sigma_a\Phi(r)$, aceasta pentru un mediu infinit. Pentru un mediu de dimensiuni finite, o parte din neutroni sînt pierduţi în afara sistemului în timpul încetinirii. Deci $k\Sigma_a\Phi(r)$ va mai trebui înmulţit cu un factor care să ţină seamă de pierderile în exterior . Din relaţia (55) noi am văzut că numărul neutronilor rapizi care ating viteza termică pe cm³ şi secundă este egal cu $pq(r,\tau) = k\,\Sigma_a\Phi(r)\,e^{-B^2\tau}$. Deci factorul $e^{-B^2\tau}$ reprezintă probabilitatea ca un neutron rapid să evite ieşirea din reactorul finit în timpul încetinirii, adică probabilitatea ca neutronul să rămînă în reactor.

Numărul neutronilor care părăsesc unitatea de volum în 1 s este dat conform teoriei elementare a difuziei de $-D\nabla^2\Phi(r)$. Noi am văzut însă din relaţia (53) că

$$-D\nabla^2\Phi(r) = DB^2\Phi(r)$$

deci numărul neutronilor termici care părăsesc unitatea de volum a reactorului în unitatea de timp este $DB^2\Phi(r)$. Şi atunci raportul dintre scăpările neutronilor termici şi absorbţia lor într-un punct oarecare (şi de aici în reactorul întreg) este egal cu :

$$\frac{\text{scăpările neutronilor termici}}{\text{absorbţia neutronilor termici}} = \frac{DB^2\Phi(r)}{\Sigma_a\Phi(r)} = \frac{DB^2}{\Sigma_a} = L^2B^2 \tag{71}$$

deoarece $D/\Sigma_a = L^2$. Fracţiunea neutronilor încetiniţi pînă la viteze termice şi absorbiţi, se obţine adăugînd ambilor membri ai relaţiei (71) unitatea şi inversîndu-i :

$$\frac{\text{absorbţia neutronilor termici}}{\text{absorbţia neutronilor termici} + \text{scurgerea neutronilor termici}} = \frac{1}{1+L^2B^2} \tag{72}$$

Deci mărimea $\frac{1}{1+L^2B^2}$ reprezintă fracţiunea neutronilor încetiniţi pînă la viteze termice care sînt absorbiţi în reactor, sau cu alte cuvinte reprezintă probabilitatea ca un neutron termic să rămînă în reactor.

Produsul celor două mărimi, $e^{-B^2\tau}$ — probabilitatea ca neutronul rapid să rămînă în reactor în timpul încetinirii şi $\frac{1}{1+L^2B^2}$ — probabilitatea ca neutronul să rămînă în sistem şi după încetinire reprezintă probabilitatea totală ca neutronul (sau neutronii) să rămînă într-un reactor finit de la apariţia lui ca neutron rapid din fisiune pînă la captura în zona de energie termică, adică cu alte cuvinte, tocmai P. Şi dacă notăm :

$$P_f\,P_r = e^{-B_g\tau} \tag{73}$$

$$P_t = \frac{1}{1+L^2B^2} \tag{74}$$

avem :

$$P = P_f\,P_r\,P_t = \frac{e^{-B_g\tau}}{1+L^2B^2} \tag{75}$$

unde :

P_f este probabilitatea rămînerii neutronilor în reactor în timpul încetinirii de la energia de fisiune pînă la energia de rezonanţă ;

P_r — idem, de la energia de rezonanţă pînă la energia termică ;

P_t — idem, în starea termică.

Şi acum cu aceste elemente şi cu cele stabilite în prima parte, este foarte uşor să urmărim schema bilanţului neutronilor dintr-o generaţie adică într-un ciclu complet la un reactor critic de dimensiuni finite (fig. 3) în care am presupus că în colţul din dreapta sus a apărut un neutron termic cu care se începe ciclul, sensul de evoluţie fiind indicat prin săgeţi. Liniile în zig-zag reprezintă fisiunile în combustibilul nuclear.

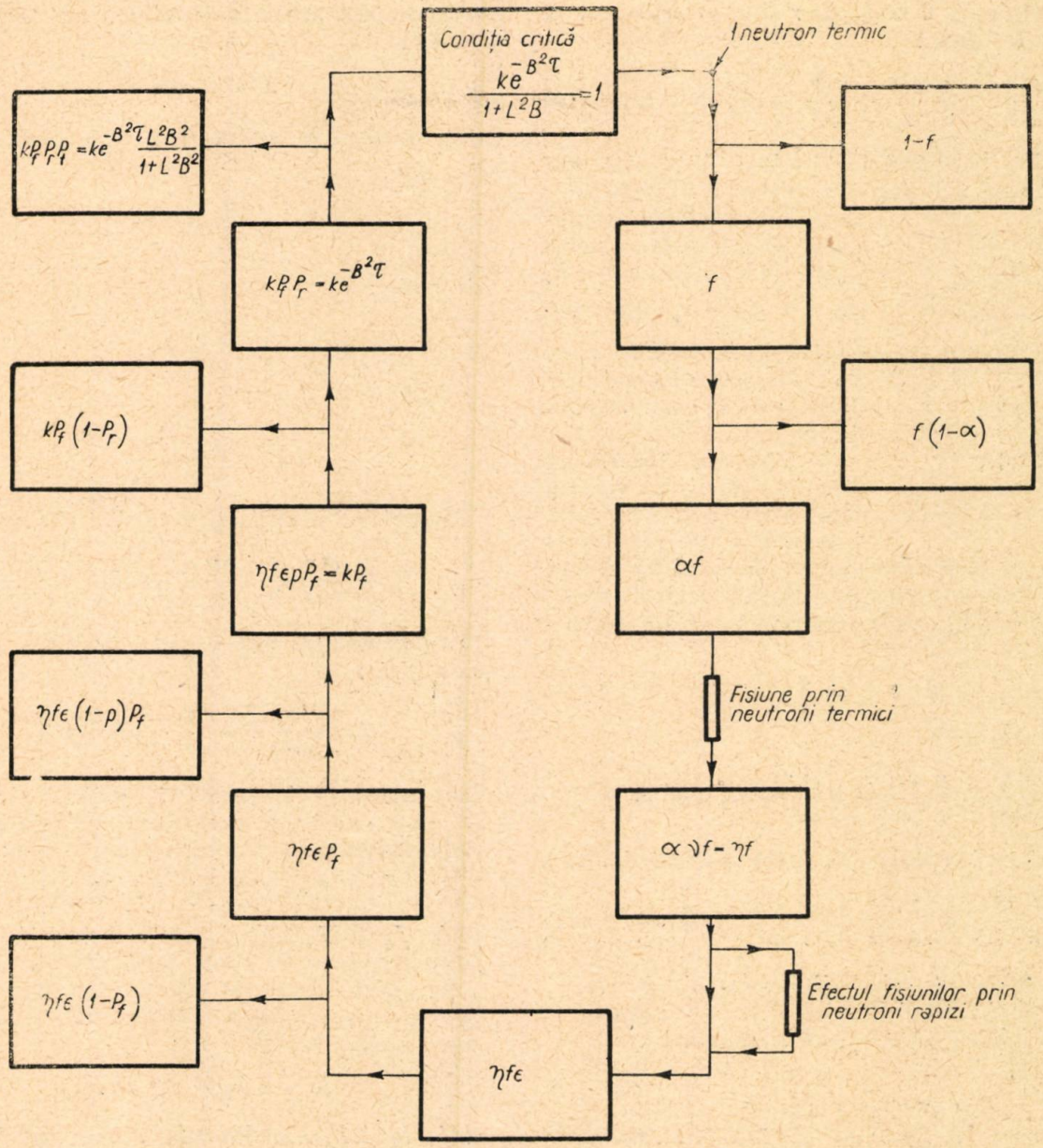


Fig. 3. Ciclul unei generaţii de neutroni în reactorul critic finit

6. Parametrul geometric

Am văzut mai sus ce semnificaţie are parametrul geometric B_g^2. El se obţine prin rezolvarea ecuaţiei (65) impunînd condiţia la limită ca fluxul $\Phi(r)$ să se anuleze pe suprafaţa de extrapolare. Şi atunci, ţinînd seamă că expresia operatorului lui Laplace este :
în coordonate carteziene :

$$\Delta \equiv \nabla^2 \equiv \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

în timp ce în coordonate sferice :

$$\nabla^2 \equiv \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{2}{r^2}\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2 \sin\theta}\frac{\partial}{\partial \theta}\left(\sin\vartheta \frac{\partial}{\partial \theta}\right) + \frac{1}{r^2 \sin\theta}\frac{\partial^2}{\partial \varphi^2}$$

iar în coordonate cilindrice :

$$\nabla^2 \equiv \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r} + \frac{1}{r^2}\frac{\partial^2}{\partial \theta^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$$

şi impunînd condiţiile la limită corespunzătoare, putem obţine expresia lui B_g^2 pentru orice formă de reactor.

Întrucît reactorul pe care ne-am propus să-l calculăm este de formă cilindrică, vom calcula valoarea parametrului geometric pentru acest tip de reactor.

Deci vom considera un reactor cilindric de rază R_e şi înălţime H_e (R_e şi H_e fiind dimensiunile extrapolate). Deoarece problema are o simetrie cilindrică vom exprima operatorul ∇^2 în coordonate cilindrice şi ţinînd seamă că fluxul

nu depinde de θ decît de r şi z, ecuaţia (65) se scrie sub forma :

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial r^2} + \frac{1}{r}\frac{\partial \Phi}{\partial r} + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2} + B_g^2 \Phi = 0 \qquad (76)$$

Condiţiile la limită ale problemei noastre sînt următoarele : $\Phi(r,z)$ este peste tot finit în interiorul reactorului şi se anulează pe suprafaţa extrapolată, adică pentru $r = R_e$ sau $z = \pm\frac{1}{2}H_e$ unde după cum se vede în fig. 4 am fixat originea sistemului de coordonate în centrul cilindrului.

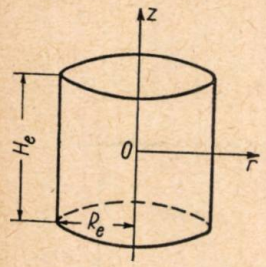


Fig. 4. Reactor finit de formă cilindrică.

Vom încerca să rezolvăm ecuaţia (76) prin metoda separării variabilelor, adică vom presupune că funcţia $\Phi(r,z)$ se poate descompune în două părţi $R(r)$ şi $Z(z)$, fiecare parte nedepinzînd decît de o singură variabilă, cu alte cuvinte încercăm substituţia :

$$\Phi(r,z) = R(r)\, Z(z). \qquad (77)$$

Atunci obţinem :

$$Z\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{Z}{r}\frac{dR}{dr} + R\frac{d^2Z}{dz^2} + B_g^2 RZ = 0 \qquad (78)$$

şi împărţind relaţia (78) prin RZ ea devine :

$$\frac{1}{R}\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{1}{rR}\frac{dR}{dr} + \frac{1}{Z}\frac{d^2Z}{dz^2} + B_g^2 = 0. \qquad (79)$$

Observînd că primii doi termeni ai relaţiei (79) depind numai de r iar al treila numai de z, deci variabilele s-au separat şi utilizînd următoarele notaţii :

$$\frac{1}{R}\frac{d^2R}{dr^2} + \frac{1}{Rr}\frac{dR}{dr} = -\alpha^2 \qquad (80)$$

$$\frac{1}{Z}\frac{d^2Z}{dz^2} = -\beta^2 \qquad (81)$$

unde α şi β sînt două constante (v. condiţia la limită) putînd avea orice semn (şi care totuşi după cum vom vedea sînt pozitive), obţinem :

$$-\alpha^2 - \beta^2 + B_g^2 = 0 \qquad (82)$$

sau

$$B_g^2 = \alpha^2 + \beta^2. \qquad (83)$$

Rămîne, deci, să determinăm constantele α^2 şi β^2. Pentru determinarea lui β^2 observăm că :

$$Z = A \sin \beta z + B \cos \beta z \qquad (84)$$

reprezintă soluţia ecuaţiei (81). Deoarece z se măsoară de la centrul cilindrului, adică de la $\frac{H}{2}$, funcţia Z trebuie să fie simetrică faţă de originea sistemului de coordonate. De aceea $A = 0$ şi deci

$$Z = B \cos \beta z. \qquad (85)$$

Din condiţia la limită $\Phi(z) = 0$ pentru $Z = \frac{H_e}{2}$ rezultă :

$$\frac{\beta H_e}{z} = \frac{\pi}{z} \qquad (86)$$

de unde :

$$\beta = \frac{\pi}{H_e} \qquad (87)$$

şi deci :

$$Z = B \cos \frac{\pi z}{H_e}. \qquad (88)$$

Înmulţind ecuaţia (80) cu Rr^2 obţinem

$$r^2\frac{d^2R}{dr^2} + r\frac{dR}{dr} + \alpha^2 Rr^2 = 0. \qquad (89)$$

Dacă în ecuaţia (89) facem substituţia $u = \alpha r$, se obţine :

$$u^2\frac{d^2R}{dr^2} + u\frac{dR}{dr} + u^2 R = 0 \qquad (90)$$

care este ecuaţia Bessel de ordinul zero (dacă u^2 este pozitiv şi deci dacă α^2 este pozitiv). Soluţia generală a acestei ecuaţii este :

$$R = CJ_0(u) + D\,Y_0(u) \qquad (91)$$

unde J_0 şi Y_0 sînt funcţiile Bessel de ordinul zero, respectiv de speţa întîi şi a doua.

În cazul în care α^2 este negativ ecuaţia (90) devine ecuaţia Bessel modificată de ordinul zero, a cărei soluţie este :

$$R = C'I_0(u) + D'K_0(u) \qquad (92)$$

unde I_0 şi K_0 sînt funcţiile Bessel modificate de ordinul zero, respectiv de speţa întîi şi a doua.

Alegerea între cele două soluţii se face impunînd condiţiile la limită. Ori, cînd u tinde către zero

$$Y_0 \to -\infty$$

$$K_0 \to +\infty$$

iar I_0 creşte nelimitat o dată cu u, deci rezultă că cele trei funcţii trebuie eliminate şi mai rămîne o singură soluţie posibilă :

$$R(r) = AJ_0(u) = A\,J_0(\alpha r) \qquad (93)$$

şi prin urmare α^2 este pozitiv.

Parametrul α îl obţinem din condiţia la limită, adică funcţia $\Phi(r,z)$ trebuie să se anuleze pe suprafaţa extrapolată. Deci pentru

$$r = R_e$$

$$R(r) = A\,J_0(\alpha R_e) = 0 \qquad (94)$$

şi deoarece constanta A nu poate fi nulă, rezultă

$$J_0 (\alpha R_e) = 0. \tag{95}$$

Deoarece αR_e este o rădăcină a funcţiei $J_0(u)$ valoarea proprie minimă a lui u pentru care $J_0(u)$ are primul său zero este prima rădăcină a funcţiei Bessel care este egală cu 2,405. Deci :

$$R_e = 2{,}405 \tag{96}$$

de unde :

$$\alpha^2 = \left(\frac{2{,}405}{R_e}\right)^2. \tag{97}$$

În acest caz ecuaţia (93) devine

$$R(r) = A\, J_0 \left(2{,}405 \frac{r}{R_e}\right). \tag{98}$$

Înlocuind valorile obţinute (88) şi (98) în (77) obţinem funcţia de distribuţie a fluxului neutronilor în reactorul cilindric :

$$\Phi(r,z) = \text{const.}\, J_o\left(2{,}405\ \frac{r}{R_e}\right) \cos\left(\frac{\pi z}{H_e}\right). \tag{99}$$

Cunoscînd valorile constantelor α^2 şi β^2 rezultă pentru parametrul geometric B_g^2 al reactorului finit de formă cilindrică cu raza extrapolată respectiv înălţimea extrapolată R_e şi H_e, expresia :

$$B_g^2 = \frac{\pi^2}{H_e^2} + \frac{2{,}405^2}{R_e^2}. \tag{100}$$

Pentru a afla distribuţia fluxului şi parametrul geometric pentru alte forme de reactoare, se procedează în mod analog lucrîndu-se pentru fiecare caz în parte cu expresia operatorului lui Laplace

Tabela 1

Parametrul geometric şi distribuţia fluxului pentru diferite reactoare

Forma geometrică	Distribuţia fluxului	Parametrul geometric
Sfera de rază R	$\frac{A}{r} \sin \frac{\pi r}{R}$	$\left(\frac{\pi}{R}\right)^2$
Paralelipiped cu laturile a, b, c.	$A \cos \frac{\pi x}{a} \cos \frac{\pi y}{b} \cdot \cos \frac{\pi z}{c}$	$\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{c}\right)^2$
Cilindru de rază R şi înălţime H	$A\, J_0\left(\frac{(2{,}405r)}{R}\right) \cos \frac{\pi z}{H}$	$\left(\frac{2{,}405}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{H}\right)^2$

A reprezintă fluxul maxim

în coordonatele cele mai adecvate şi enunţînd în mod corect condiţiile la limită. Calcule analoge dau expresiile din tabela 1 pentru alte forme de reactoare :

Din motive economice este interesant de ştiut valoarea optimă a lui R_e şi H_e, adică valorile pentru care volumul critic este minim. Volumul critic al reactorului cilindric este :

$$V = \pi R_e^2 H_e. \tag{101}$$

Pentru aceasta trebuie să aflăm valoarea pentru care se anulează derivata expesiei, deci :

$$\frac{dV}{dH_e} = \pi \left\{ 2 R_e \frac{dR_e}{dH_e} + R_e^2 \right\} = 0. \tag{102}$$

De asemenea din expresia (100) obţinem :

$$\frac{2{,}405^2}{R_e^3} \frac{dR_e}{dH_e} + \frac{\pi}{H_e^3} = 0. \tag{103}$$

Elinimînd pe $\frac{dR_e}{dH_e}$ din ultimele două relaţii, se obţine :

$$\frac{2{,}405^2}{R_{opt}^2} = \frac{2\pi}{H_{opt}^2} \tag{104}$$

unde R_{opt} şi H_{opt} reprezintă raza optimă respectiv înălţimea optimă a reactorului. Înlocuind rezultatul din (104) în (100) rezultă

$$H_{opt} = \frac{\pi\sqrt{3}}{B} \tag{105}$$

$$R_{opt} = \frac{2{,}405}{B} \sqrt{\frac{3}{2}} \tag{106}$$

iar volumul optim al reactorului cilindric fără reflector este :

$$V_{opt} = \pi R_{opt}^2 H_{opt} = \frac{3\sqrt{3} \cdot \pi^2 \cdot 2{,}405^2}{2 B^3} \tag{107}$$

$$V_{opt} = \frac{148}{B^3} \tag{108}$$

În mod asemănător se obţin expresiile din tabela 2.

Tabela 2

Volumul critic minim pentru diferite forme de reactoare

Forma geometrică	Volumul critic minim
Sferă	$\frac{130}{B^3}$
Paralelipiped drept	$\frac{161}{B^3}$
Cilindru	$\frac{148}{B^3}$

În tabelă, B^2 reprezintă parametrul critic sau material. După cum se vede el este invers proporţional cu volumul critic. De asemenea, din tabelă se mai poate constata că pentru o compoziţie dată,

volumul critic cel mai mic îl are reactorul de formă sferică, deoarece la sferă raportul dintre suprafaţă şi volum are valoarea cea mai mică faţă de alte forme geometrice.

7. Proprietăţile reactoarelor critice mari

Să revenim puţin asupra ecuaţiei critice. Dacă reactorul critic este mare (cum este cazul reactoarelor uraniu natural-grafit), valoarea parametrului geometric B^2 va fi mică, de ordinul a 10^{-5} cm^{-2} şi atunci exponenţiala $e^{-B^2\tau}$ din ecuaţia critică (59) se poate dezvolta în serie şi cu o bună aproximaţie putem neglija termenii începînd de la al treilea, deci :

$$e^{-B^2\tau} \simeq 1 - B^2\,\tau \simeq (1 + B^2\,\tau)^{-1}. \quad (109)$$

În acest caz ecuaţia critică capătă forma :

$$\frac{k}{(1 + L^2B^2)\,(1 + B^2\,\tau)} \simeq 1 \quad (110)$$

sau

$$\frac{k}{1 + B^2\,(L^2 + \tau)} \cong 1 \quad (111)$$

Am văzut însă în ecle de mai sus [relaţia (13)], că vîrsta τ a neutronului termic, este :

$$\tau_t = L_i^2$$

şi relaţia (111) devine :

$$\frac{k}{1 + B^2\,(L^2 + L_i^2)} \simeq 1 \quad (112)$$

Însă mărimea $L^2 + L_i^2$ reprezintă suprafaţa de migraţie, şi deci

$$\frac{k}{1 + M^2B^2} = 1 \quad (113)$$

sau

$$B^2 = \frac{k-1}{M^2}. \quad (114)$$

Această relaţie deşi a fost dedusă într-un caz particular, se poate arăta că are totuşi un caracter general.

8. Laplaceanul şi dimensiunile critice

Dacă valoarile lui k şi M^2 sînt calculate pentru o reţea eterogenă reală, atunci valoarea lui B^2 va fi valoarea reală a reţelei.

În exemplul numeric ales am obţinut

$$k = 1{,}06037$$
$$M^2 = 690 \text{ cm}^2$$

În acest caz rezultă :

$$B^2 = \frac{0{,}06037}{696} = 8{,}67 \cdot 10^{-5} \text{ cm}^{-2}$$

$$H_{opt} = \frac{\pi\sqrt{3}}{B} = 594{,}8 \text{ cm}$$

$$R_{opt} = \frac{2{,}405}{B}\sqrt{\frac{3}{2}} = 316{,}4 \text{ cm}.$$

Pentru calcule preliminarii este bine să putem efectua mai rapid calculele şi de aceea vom prezenta o variantă aproximativă a celei de mai sus care nu dă erori prea mari pentru R_{opt} şi H_{opt}. Vom presupune de aceea că volumul minim este dat de un reactor pentru geometria cilindrică, pentru care înălţimea H este egală cu diametrul. Am văzut că

$$B^2 = \frac{2{,}405^2}{R_e^2} + \frac{\pi^2}{H_e^2}.$$

Presupunerea făcută mai sus se exprimă astfel :

$$H_e = 2\,R_e. \quad (115)$$

În acest caz :

$$B^2 = \frac{2{,}405^2}{R_e^2} + \frac{\pi^2}{(2R_e)^2} \quad (116)$$

sau

$$R_e\,B = \sqrt{2{,}405^2 + \frac{\pi^2}{4}} = 2{,}873. \quad (117)$$

Deci

$$R_e = \frac{2{,}873}{B}. \quad (118)$$

Pentru valoarea

$$B^2 = 8{,}67 \cdot 10^{-5} \text{ cm}^{-2}$$
$$R_e = 308{,}6 \text{ cm}$$
$$H_e = 617{,}2 \text{ cm}$$

valori destul de apropiate de cele reale şi cu care ne putem declara satisfăcuţi pentru calcule preliminarii de variante.

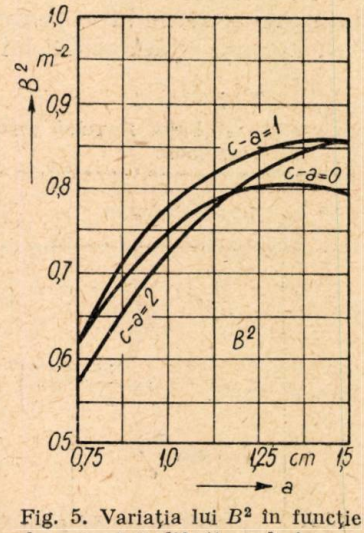


Fig. 5. Variaţia lui B^2 în funcţie de a pentru diferite valori $c-a$.

9. Economia datorită reflectorului

Dimensiunile critice ale reactorului pot fi micşorate dacă printr-o metodă oarecare se micşorează pierderile de neutroni în afara sistemului de exemplu. Pentru aceasta, zona activă se înconjoară cu un strat dintr-o substanţă care are calităţi de reflector, adică o substanţă care reflectă

spre interiorul zonei active majoritatea neutronilor care tind să iasă din sistem. În calitate de reflectori, în general se utilizează tot substanţe cu proprietăţi bune de moderatori, de aceea şi grafitul va fi un bun reflector.

Prin urmare, înconjurînd zona activă a reactorului cu un strat de o anumită grosime din grafit

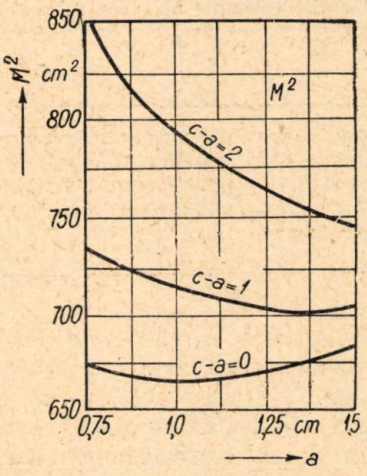


Fig. 6. Variaţia lui M^2 funcţie de a pentru diferite valori $c-a$.

pur (sau cum se mai spune — nuclear), putem să micşorăm dimensiunile critice ale sistemului. Desigur că şi aici este o grosime optimă sub care

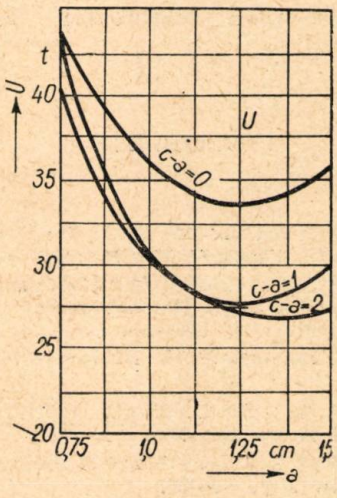


Fig. 7. Variaţia masei critice U funcţie de a pentru diferite valori $c-a$.

se pierd prea mulţi neutroni în exterior şi economia nu este prea mare, iar dacă se depăşeşte valoarea optimă, economia realizată faţă de grosimea optimă nu este însemnată şi, în plus, se scumpeşte valoarea construcţiei.

Cadrul de faţă nu ne permite să intrăm în detaliile teoriei reactoarelor cu reflector care pot fi găsite în [2], menţionăm totuşi că din teoria unei singure grupe de neutroni se ajunge la concluzia că relaţia între raza critică R_r cu reflector şi raza critică R_0 fără reflector este :

$$R_r = R_0 - L \qquad (118)$$

unde L este lungimea de difuzie în substanţa reflectorului şi care în cazul nostru $L = 50$ cm. Prin urmare, în cazul aproximativ cu $2R_e = H_e$ obţinem :

$$R_r = 308{,}6 - 50 = 258{,}6 \text{ cm}.$$

Desigur că această valoare reprezintă o aproximaţie, numai calcule mai avansate putînd da valori mai exacte. De exemplu în teoria a două grupe de neutroni economia dată de reflector nu este de 50 cm ci de 58 cm. De aici se poate vedea că diferenţa aproximaţiei date de teoria unei grupe faţă de cea cu două grupe este sensibilă totuşi.

10. Numărul de bare şi cantitatea de uraniu

Dacă vom însemna prin ρ densitatea uraniului natural, masa unei singure bare de uraniu de rază a şi lungime $2R_r$ va fi :

$$u = 2\pi a^2 R_r \rho. \qquad (120)$$

Deoarece am stabilit că raza celulei echivalente este b, rezultă că secţiunea unei celule este πb^2 şi, deci, numărul de bare de uraniu necesar, sau ceea ce este acelaşi lucru, numărul de celule necesare va fi :

$$N = \frac{\pi R_r^2}{\pi b^2} = \frac{R_r^2}{b^2}. \qquad (121)$$

Masa totală de uraniu natural necesară va fi :

$$U = 2\pi \left(\frac{a^2}{b^2}\right) R_r^2 \cdot \rho. \qquad (122)$$

Pentru cazul $H_e = 2R_e$ şi pentru valorile numerice de mai jos :

$$\rho = 18{,}9 \text{ g/cm}^3$$
$$a = 1{,}0 \text{ cm}$$
$$c - a = 1{,}0 \text{ cm}$$
$$t = 0{,}115 \text{ cm}$$
$$b = 9{,}0 \text{ cm}$$
$$R_r = 258{,}6 \text{ cm}$$

rezultă

$$N = \frac{258{,}6^2}{9^2} = 823 \text{ bare}$$

$$U = 119 \cdot \frac{1^2}{9^2} \cdot 258.6^3 = 25{,}261 \text{ t}.$$

În [5] pentru $k = 1{,}0548$ în aceleaşi ipoteze de calcul a rezultat $U = 30{,}5$ t. În mod similar se pot calcula masele necesare pentru grafit şi celelalte elemente.

În fig. 8 este reprezentată variaţia încărcăturii de uraniu natural în funcţie de raza celulei b şi raza barei a. Se poate observa că pentru anumite valori se obţine încărcătura minimă.

Valorile calculate de noi nu corespund cu cele din diagramă deoarece diagrama este calculată pentru alt factor k care diferă puţin de valoarea obţinută aici. Totuşi alura este aceeaşi şi se deduce că pentru valorile optime [5]

$$a = 1{,}25 \text{ cm}$$

$$b = 11{,}5 \text{ cm}$$

$$c - a = 1{,}5 \text{ cm}$$

tonajul minim necesar este $U = 26$ t. Se poate observa ce influenţă sensibilă are asupra masei critice o variaţie a coeficientului k de ordinul

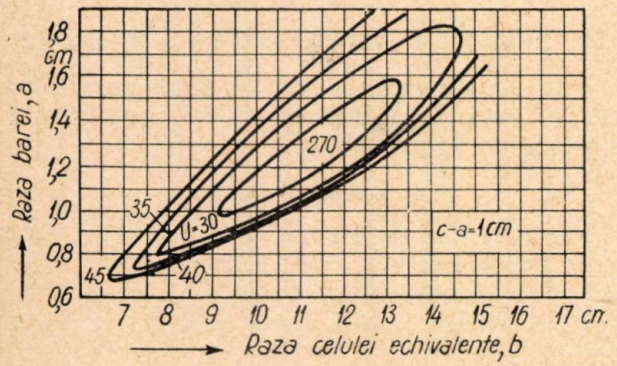


Fig. 8. Variaţia masei critice în funcţie de a şi b.

a $5^0/_{00}$, deoarece în aceleaşi ipoteze de calcul poate da diferenţe asupra masei critice de ordinul a 17%, fapt care ilustrează încă o dată în mod categoric că la calculul reactoarelor nucleare un fapt extrem se important îl constituie alegerea cît mai apropiată de realitate a valorilor constantelor nucleare microscopice şi macroscopice, şi în special a secţiunilor efective microscopice pentru diferite procese.

În mod demonstrativ reproducem în tabela 3 din [5] valorile obţinute din astfel de calcule a mărimilor importante pentru următorii parametri ai reţelei

$$a = 1{,}25 \text{ cm}$$

$$c - a = 2 \text{ cm}$$

$$t = 0{,}115 \text{ cm}$$

În fig. 5,6 şi 7 am reprodus variaţia lui B^2. U şi M^2 în funcţie de diferiţi parametri ai reţelei, Se poate vedea că însăşi spaţiul de aer c-a are o influenţă simţitoare asupra masei critice a reacto-

Tabela 3

Valorile calculate ale unor mărimi

b cm	η	f	p	ϵ	$k-1$	B^2 m^{-2}	R_r m	N	U tone
10	1,308	0,907	0,866	1,028	0,055	0,781	2,75	752	38,5
11	1,308	0,888	0,8905	1,028	0,625	0,845	2,625	568	28
12	1,308	0,8675	0,9085	1,028	0,060	0,769	2,78	535	27,5
13	1,308	0,846	0,923	1,028	0,0495	0.604	3,19	600	35,5
14	1,308	0,824	0,934	1,028	0,0345	0,397	4,0	822	61

rului. Acest fapt este demn de reţinut, deoarece la calculul termotehnic al zonei active, spaţiul rezervat pentru răcirea barelor nu se stabileşte, după cum am mai arătat, numai pe considerente termotehnice. Soluţia optimă pentru c-a se obţine printr-un compromis între condiţiile nucleare şi termotehnice. Cu o altă ocazie cînd vom studia termotehnica reactoarelor nucleare vom vedea că noţiunile de mai sus sînt absolut indispensabile şi că metodele de calcul termotehnic ale zonei active se deosebesc radical de cele pentru dimensionarea unui schimbător de căldură obişnuit.

BIBLIOGRAFIE

[1] GLASSTONE, S. and EDLUND. M. C.: *The Elements of Nuclear Reactor Theory*. D. Van Nostrand Co. Inc. 1952.

[2] STEFĂNESCU, AL. : *Calculul fizic al reactoarelor eterogene uraniu natural-grafit* (I). Automatica şi electronica 1 (1957) nr. 4, p. 164—176

[3] MILES, F.T. and SORDAK, H. : Nucleonics, 11 (1953) nr. 1, p. 66.

[4] GALANIN, A. D. : *Teoria iadernih reactorov na teplovih neitronah* Atomizdat, Moscova, 1957.

[5] GOUGGENHEIM, E. A. and PRYCE M.H.L. : Nucleonics 11 (1953) nr. 2 p. 50—60.

Amplificator de curent continuu cu deriva redusă

CZ 621.375.2.024

Amplificatorul descris în cele ce urmează face parte dintre elementele unui calculator analog, care se studiază la Catedra de tuburi electronice şi tehnică nucleară din Institutul Politehnic din Bucureşti şi reprezintă una dintre primele încercări de amplificatoare operaţionale realizate aici.

Schema a fost aleasă în ipoteza că sursele de alimentare stabilizate sînt prevăzute cu un singur etaj de amplificare în lanţul de reglare.

Etajul de intrare fiind cauza principală a variaţiilor nulului, a fost construit şi alimentat în mod special. S-a ales un montaj simetric pentru a micşora influenţa variaţiilor de tensiune a surselor de alimentare şi pentru a avea posibilitatea de ieşire riguros liniară, de ± 100 V, pe o rezintenţă de sarcină de 20 000 Ω.

Echilibrarea schemei se face cu ajutorul potenţiometrului P_1, iar reglarea manuală a nulului se realizează prin potenţiometrul P_3.

Deoarece amplificatorul trebuie să lucreze cu o reacţie negativă foarte puternică şi, în acelaşi timp, foarte variată (pentru a realiza diferitele scheme de calcul), există posibilitatea ieşirii din regimul de stabilitate. Pentru a înlătura acest pericol au fost introduse reţelele de corecţie C_3R_4, C_4R_8, C_5R_9, şi condensatorul C_6.

În aceste condiţii s-a obţinut un cîştig al lanţului direct

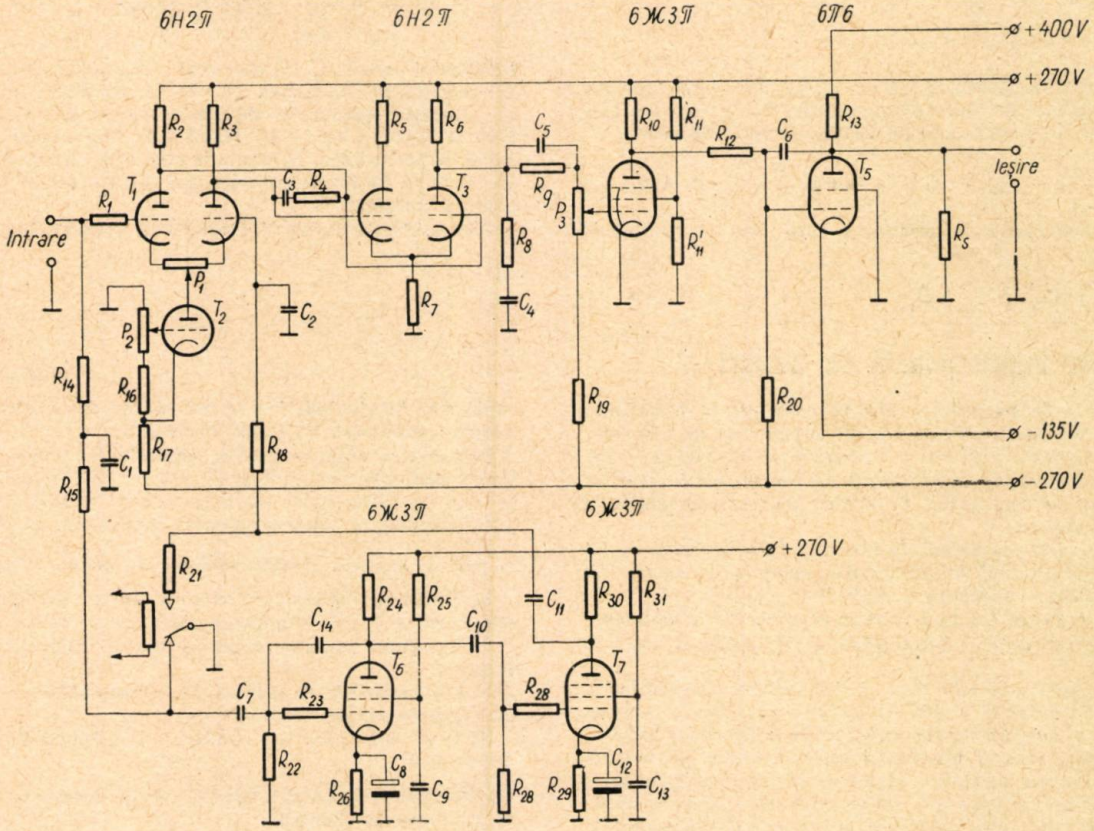


Fig. 1. Schema de principiu a amplificatorului de curent continuu şi a amplificatorului auxiliar pentru controlul automat al derivei.

introducerii a două semnale pe cele două grile de comandă. În circuitul de catod se foloseşte un tub care măreşte stabilitatea schemei, asigurînd funcţionarea corectă a etajului diferenţial.

Pentru a reduce curentul de grilă şi efectele supărătoare produse de acesta, s-au ales tensiuni de alimentare reduse. Încălzirea tubului se face la 4 V, iar tensiunea anodelor este de 70 V. În aceste condiţii, curentul de grilă pentru tubul 6H2П a putut fi scăzut pînă la valoarea de $5 \cdot 10^{-11}$A, suficient de mică pentru a nu introduce erori de calcul apreciabile.

Etajul următor are circuitele de catod legate la masă. În felul acesta este posibilă, prin alegerea convenabilă a punctului de funcţionare, legarea directă a grilelor cu anodele tubului anterior. În caz contrar, legătura între etaje trebuia făcută prin intermediul unui potenţiometru care ar fi introdus o atenuare nedorită.

Urmează apoi un etaj amplificator ce foloseşte o pentodă şi etajul final. Ca tub de ieşire serveşte tetroda 6π6, care în punctul de funcţionare ales, permite obţinerea unei tensiuni de 50 000. În fig. 2 se poate urmări variaţia derivei pentru un interval de timp de 60 minute.

Caracteristica de frecvenţă a fost ridicată pentru un cîştig $A_1 = 1$. Rezultatele se pot urmări în fig. 3.

Amplificatorul auxiliar, de curent alternativ, a fost construit cu multă grije pentru a reduce la minim zgomotul propriu. În acest scop, filamentele tuburilor au fost puse la un potenţial de + 80V faţă de catod, iar releul a fost alimentat de la o înfăşurare separată cu o priză mediană legată la masă. O atenţie deosebită a fost acordată ecranării tuturor elementelor din circuitele de intrare ale tuburilor T_1 şi T_6. În timpul funcţionării, în momentul trecerii lamei vibrante a releului polarizat de la un contact la celălalt, se realizează o reacţie pozitivă prin capacitatea parazită dintre cele două contacte şi pot apare oscilaţii. Acest neajuns se corectează prin capacitatea C_{13}.

Filtrele $R_{14}C_1$ şi $R_{18}C_2$ limitează banda de trecere la cîţiva herţi. Folosind pentru modulare şi demodulare un releu

polarizat telefonic, s-a obţinut un cîştig echivalent în curent continuu $A_2 = 1\,200$.

După introducerea acestui amplificator auxiliar, controlul automat al derivei a făcut inaplicabilă metoda de măsurare a variaţiilor folosită mai înainte. Un calcul sumar poate conduce mai repede la rezultat. Astfel, dacă notăm semnalul

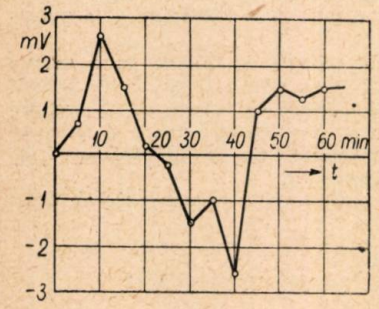


Fig. 2. Variaţia derivei amplificatorului de curent continuu într-un interval de timp de 60 minute.

cu u şi deriva raportată la intrare cu u_d, cele două tensiuni aplicate pe grilele de comandă ale tubului T_1 sînt $e_1 = u - u_d$ şi $e_2 = -A_2 u$. În aceste condiţii tensiunea de ieşire este:

$$U_e = -(u - u_d) + A_2 U = -uA_1 (1 + A_2) + A_1 u_d.$$

Cîştigul ansamblului la frecvenţa zero este $A_1 (1 + A_2)$. În lipsa semnalului, la ieşire se găseşte tensiunea derivă $A_1 u_d$ care raportată la intrare devine:

$$U'_d = \frac{A_1 u_d}{A_1 (1 + A_2)} \simeq \frac{u_d}{A_2}.$$

Considerînd ca valoare maximă a derivei lanţului direct $u_d = 3$ mV, rezultă că deriva se reduce, în cazul folosirii amplificatorului auxiliar, în raportul $1/A_2$, adică $u'_d = 2{,}5$ μV. În realitate, deriva este de 10—20 ori mai mare. Acest lucru se datoreşte zgomotului de fond care nu poate fi redus la zero şi faptului că însuşi releul este în oarecare măsură o sursă de perturbaţii. Pentru a le reduce la minim este necesar ca releul să fie foarte corect reglat şi să prezinte tensiuni de contact minime.

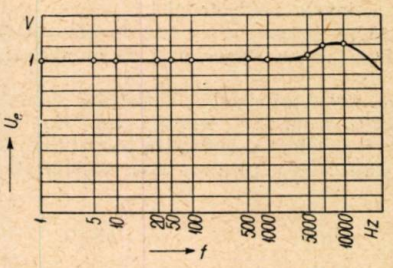


Fig. 3. Caracteristica de frecvenţă a amplificatorului de curent continuu.

Ing. A. POPESCU, ing. V. POPESCU-MĂLĂEŞTI, ing. N. LUPU

CRONICA

Conferinţa internaţională de măsuri

CZ 389:061.3 (100)

Între 24 şi 30 noiembrie 1958 va avea loc la Budapesta Conferinţa internaţională de măsuri, organizată de Asociaţia Ştiinţifică Ungară de Măsuri şi Automatizare, de Secţia pentru metrologie şi mecanică fină a Asociaţiei Poloneze a Inginerilor Mecanici şi de Societatea Ştiinţifică de Instrumentaţie a Uniunii Sovietice.

Conferinţa internaţională de măsuri este organizată de un comitet internaţional de preparare, compus de societăţile ştiinţifice ungare, poloneze şi sovietice.

Participarea este deschisă tuturor persoanelor şi organizaţiilor ştiinţifice care se interesează de subiectele tratate la conferinţă.

Scopul conferinţei este de a oferi savanţilor, cercetătorilor şi celorlalţi specialişti ocazia de a studia chestiunile tehnice, economice şi organizatorice ridicate de măsurile ştiinţifice şi industriale, studiul fabricaţiei instrumentelor de măsură cum şi întărirea relaţiilor personale şi de prietenie între diferitele ţări participante. Acest scop este realizat prin: şedinţele plenare tratînd subiecte de interes general, şedinţele de secţii — tratînd subiecte speciale, reuniuni de discuţii informative pe teme netratate suficient în şedinţele de secţii şi întîlniri personale la clubul conferinţei.

Sedinţele plenare cum şi cele pe secţii vor fi ţinute în limbile ungară, rusă, germană, engleză sau franceză, fiind preferate limbile rusă şi germană.

Rapoartele şi comunicările vor fi publicate într-un volum al conferinţei.

Comitetul internaţional de preparare recomandă participanţilor o listă de subiecte pe care o vom reproduce la finele acestei informări.

Comitetul a autorizat Consiliul ştiinţific al Societăţii ungare de măsuri şi automatizare de a examina toate lucrările sosite la secretariat şi de a întocmi programul recomandat în acord cu natura subiectelor acceptate.

În scopul de a asigura ocazii suficiente pentru legături personale şi discuţii, şedinţele plenare sînt limitate la trei jumătăţi de zile în total şi fiecare reuniune de secţie la o zi cu două secţiuni puse în paralel.

Participanţii care nu vor avea interes pentru lucrările unei secţiuni vor avea două zile întregi pentru grupele de discuţii informative, pentru conversaţii la club şi alte activităţi.

În scopul înscrierii, Biroul conferinţei pune la dispoziţie buletine de participare, care vor trebui depuse pînă la 30 iunie a.c. Aceste buletine se pot obţine de la Secretariat la adresa: Budapest V, Boîte Postale 3

Rapoartele propuse pentru conferinţă trebuie prezentate Consiliului ştiinţific pînă la 15 iunie. În timpul conferinţei se vor organiza vizite la expoziţii şi institute ştiinţifice.

În continuare dăm programul preliminar al conferinţei.

I. Şedinţa plenară tratînd subiecte de interes general

a) Rezultate ştiinţifice recente în metrologie (de ex. stabilirea unităţilor fundamentale naturale etc.).

b) Chestiuni teoretice generale privind măsurile şi instrumentele.

c) Căile generale de dezvoltare a instrumentelor de măsură şi a tehnicii măsurătorilor.

d) Cele mai recente rezultate în domeniul aparatelor electronice.

II. Reuniunile de secţii tratînd aparataj şi metodă de măsură în următoarele domenii:

a) Cantităţi mecanice (subiecte preferate: evaluarea statistică a controlului şi calităţii complet automatizate, netezimea suprafeţelor, deformaţii şi vibraţii).

b) Lumină şi culoare.

c) Temperatura, scurgeri, umiditate şi alţi parametri ai procedeelor de fabricaţie.

d) Cantităţi electrice şi magnetice cuprinzînd şi măsurile în telecomunicaţii.

e) Chimie fizică (subiecte preferate: cantităţi moleculare ale macromoleculelor, cromatografia gazului, metode electrochimice).

f) Raze X şi radiaţii nucleare, inclusiv aplicaţiile industriale, dar fără a cuprinde radiografia.

III. Secţiunile tratînd problemele economice şi organizatorice

a) Randamentul economic al instrumentelor industriale.

b) Aspecte economice şi organizatorice în dezvoltarea şi fabricarea de instrumente.

c) Substanţe noi şi tehnologie utilizate în fabricarea de instrumente.

d) Unele aspecte internaţionale în domeniul instrumentelor şi măsurilor (societăţi ştiinţifice, periodice tehnice, publicaţii internaţionale, redactări de rezumate, dicţionare poliglote, nomenclaturi etc.)

Consfătuirea asupra reacţiilor nucleare sub acţiunea ionilor multiplu ionizaţi

CZ 539.17 :537.568

Între 11 şi 13 martie 1958 a avut loc în oraşul Dubna din regiunea Moscova (U.R.S.S.), sub auspiciile Institutului unificat de cercetări nucleare, o consfătuire în legătură cu „reacţiile nucleare produse cu ioni grei multiplu ionizaţi".

La această consfătuire au fost invitaţi fizicieni şi chimişti din toate republicile unionale şi din ţările lagărului socialist: Bulgaria, Cehoslovacia, China, Republica Democrată Germană, Polonia, Romînia şi Ungaria.

Scopul consfătuirii a fost să se stabilească direcţiile de cercetare în acest domeniu nou al ionilor grei, pe marginea lucrărilor ştiinţifice deja efectuate în acest domeniu.

Consfătuirea, condusă de academicianul G. N. FLEROV a cuprins trei aspecte:

problema fizicii cu ioni grei,

metodica şi tehnica lucrului cu ioni grei multiplu ionizaţi, şi

probleme chimice specifice lucrului cu ioni grei.

În cadrul primului aspect, acad. G. N. FLEROV a făcut o expunere de sinteză asupra temei „Probleme fundamentale ale fizicii cu ioni grei", iar A. S. KARAMEAN a ţinut un referat despre „proprietăţile nucleelor compound[1] puternic excitate".

Un rol deosebit l-au avut — în cadrul expunerilor — problemele obţinerii elementelor transmendeleeviene, a nucleelor deficitare de neutroni şi posibilitatea existenţei nucleelor p active.

S-a făcut întîi o expunere sintetică, istorică, asupra producerii ionilor grei la acceleratoarele liniare şi ciclotroane. De asemenea s-a arătat care sînt condiţiile optime în care se pot obţine ioni grei multiplu ionizaţi cu energii mari şi sarcini multiple.

Greutatea obţinerii ionilor grei multiplu ionizaţi este legată de intensitatea şi energia lor.

Căile prin care s-a încercat să se obţină astfel de ioni sînt prin procesul cunoscut sub numele de „stripping" sau prin obţinerea lor direct dintr-o sursă. Prima cale este fără perspectivă dat fiind faptul că spectrul obţinut este continuu şi intensitatea este slabă. În consecinţă, speranţele pentru a se putea obţine ioni multiplu ionizaţi de mare intensitate se leagă de progresul în domeniul surselor de ioni.

La consfătuire s-au indicat direcţiile de cercetare în care se obţin rezultate mai interesante cu ioni grei decît cu alte particule făcîndu-se o clasificare a acestor posibilităţi după energia pe care o dă ionul nucleului.

Dacă energia nucleului E este mai mică decît energia barierii coulombiene E_B, nucleul se roteşte, se produce excitaţie coulombiană. Se produc, de asemenea, interacţiuni care duc la deformarea nucleului şi la excitarea lui sau chiar la ruperea lui, deşi nu este depăşită bariera coulombiană — fisiune coulombiană.

Un alt caz este $E = E_B$, cînd se produc schimburi de nucleoni la suprafaţa celor două nuclee care interacţionează — interacţii de schimb. Acest tip de interacţie ne poate da informaţii asupra particulelor de la suprafaţa nucleului.

Un efect destul de puţin studiat care apare de asemenea în acest caz şi anume „efectul şrapnel" constă în ruperea proiectilului în particule $\alpha + p, + n$.

Dacă E este mai mare decît E_B se obţin elemente cu deficit de neutroni.

În general, raportul dintre numărul de neutroni componenţi ai unui nucleu supra numărul de protoni trebuie să crească cu numărul atomic Z. Lucrul acesta însă nu se îndeplineşte pentru o serie de elemente ce au chiar 10—14 neutroni mai puţin — elemente deficitare în neutroni.

Obţinerea elementelor transuraniene este foarte importantă pentru cunoaşterea nucleului. În ultimii ani s-a încercat obţinerea de elemente noi, artificiale, prin bombardarea cu fluxuri mari de neutroni.

Modul acesta de a lucra nu are mari posibilităţi peste elementul 100, deoarece aceste elemente au viaţă foarte scurtă. Ori, pentru a obţine elemente noi pe această cale, trebuie să trecem prin toată gama elementelor intermediare care — după cum s-a observat — au viaţă foarte mică şi dispar uşor.

O altă metodă cu multe posibilităţi este cea a ionilor grei care nu are limitare; pentru obţinerea elementului cu număr atomic Z 105, de exemplu se poate bombarda elementul cu $Z = 92$ cu nuclei ce au $Z = 13$ sau elementul cu $Z = 95$ cu nuclei cu $Z = 10$. Chiar scheme de acest tip se realizează foarte greu din cauza vieţii scurte a elementului obţinut necesitînd metode rapide de analiză.

În aplicarea acestei metode există două variante care constau în alegerea unei ţinte grele sau a unor proiectile grele. Care din cele două variante este mai potrivită nu se poate spune încă din lipsă de date experimentale. Cu cît este mai greu proiectilul cu atît este necesară o energie mai mare. De exemplu, pentru ca să obţinem elementul 105 putem fie să bombardăm uraniu 92 cu aluminiu cu $Z = 13$ şi în acest caz trebuie o energie de 180 MeV, fie să bombardăm californiu cu $Z = 98$ cu azot $Z = 7$ în care caz este necesară o energie de numai 70 MeV.

În cea de a doua parte a consfătuirii preocupările referenţilor s-au concentrat asupra proectului ciclotronului pentru ioni grei multiplu ionizaţi.

Importanţa atît de mare a ionilor grei multiplu ionizaţi pentru cercetările nucleare şi pentru producerea de elemente noi transuraniene a dat impuls construirii de maşini noi pentru acest scop.

Institutul unificat de cercetări nucleare din oraşul Dubna şi-a planificat construirea unui ciclotron pentru ioni grei special proiectat în acest scop. Proiectul a fost expus şi discutat la această consfătuire; aparatul va fi gata în anul 1959.

Energia noului aparat va fi de 140 MeV pentru N^{3+}. Linia rezonantă are $\lambda/4 = 25$ m. Cîmpul magnetic este cuprins între 12 kOe şi 16,5 kOe. Gabaritul maşinii cum şi tensiunea la duanţi este mai mare decît în cazul ciclotroanelor obişnuite. Aparatul lucrează în regim continuu şi în impulsuri. Tensiunea între duanţi atinge 400 kV. Scoaterea fasciculului se face cu un deflector electrostatic la 150°, compus din cinci părţi prima parte este plană iar restul au secţiuni iperbolice. Sursa de ioni este de tipul cu descărcare la rece.

A treia parte a consfătuirii a cuprins problemele chimice legate de puritatea ţintelor, formele chimice în care apar elementele nou formate şi metodele de detecţie rapidă a elementelor formate.

Rezultatul consfătuirii a fost că s-au indicat pentru viitoarele cercetări direcţiile care trebuie să preocupe pe oamenii de ştiinţă în vederea folosirii noului ciclotron cu caracteristici potrivite pentru studiile cu ioni grei.

Conf. N. MARTALOGU

[1] Prin nucleele compound se înţeleg nucleele intermediare formate în urma captării unei particule de nucleul cu care interacţionează.

Consfătuirea de telemecanică de la Leningrad

CZ 621.398 :061,3 (8)

La 20—25 mai 1958 a avut loc la Leningrad o consfătuire tehnico-ştiinţifică asupra problemelor elaborării şi producerii aparaturii de telemecanică. Consfătuirea a fost organizată de consiliul din Leningrad al Asociaţiei tehnico-ştiinţifice a industriei energetice, în colaborare cu Comitetul de Stat tehnic-ştiinţific al Consiliului de Miniştri al U.R.S.S.

La consfătuire a participat un mare număr de specialişti sovietici din institutele de cercetare şi proiectare, întreprinderile producătoare de aparataj, organizaţiile şi întreprinderile care exploatează sau care instalează şi întreţin aparataj de telemecanică. Au participat de asemenea invitaţi din ţările de democraţie populară; ţara noastră a fost reprezentată de către o delegaţie ASIT formată din ing. M. DUMA, de la Institutul de cercetări electrotehnice şi ing. V. VLĂDEANU de la întreprinderea „Energoreparaţii".

La consfătuire a fost prezentat un material foarte bogat, şi anume: 5 rapoarte, 3 expuneri de sinteză şi 50 de referate şi comunicări. Citãm titlurile rapoartelor:

Perspectivele introducerii telemecanicii în economia naţională a U.R.S.S. — ing. S. CRASIVSKI, Comitetul de Stat tehnico-ştiinţific al Consiliului de Miniştri al U.R.S.S.

Direcţiile principale în dezvoltarea instalaţiilor telemecanice complexe — prof. dr. M. GAVRILOV, Institutul de automatică şi telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. (IAT).

Problemele elaborării şi producerii mijloacelor pentru telemecanica industrială — cand. în ştiinţe tehnice V. MALOV, Institutul central de cercetări ştiinţifice pentru automatizare complexă al Comitetului de Stat al Planificării al U.R.S.S. (TNIIKA)

Reprezentanţii întreprinderilor „Electropult" din Leningrad (ing. V. CEPURIN) şi „Teplocontrol" din Lvov (ing. L. MIROVICI) au prezentat de asemenea rapoarte asupra aparaturii de telemecanică pe care o fabrică în prezent sau care se găseşte în curs de asimilare.

Expunerile de sinteză au prezentat principalele aspecte rezultate din informările prezentate în cursul pregătirii consfătuirii de către diferitele institute şi întreprinderi în problemele:

utilizarea telemecanicii în economia naţională şi experienţa exploatării dispozitivelor de telemecanică;

aparatura de telemecanică (telecomandă, telesemnalizare, telemăsură);

aparatura canalelor de telecomunicaţie pentru telemecanică

Din materialele prezentate a rezultat utilitatea şi necesitatea de a aplica pe scară largă mijloacele de telemecanică în diferitele ramuri ale economiei naţionale: energetică, conducte de gaze şi petrol, cîmpuri de sonde, reţele orăşeşti de gaze, sisteme de irigaţie, siderurgie, foraj şi prospecţiuni, radiocomunicaţii etc. Sînt interesant de citat materialele în legătură cu radiotelecomanda obiectelor mobile din întreprinderile industriale-macarale.

În cadrul consfătuirii au fost amănunţit analizate condiţiile specifice de introducere a telemecanicii în diferitele ramuri industriale, aparatajele special elaborate în acest scop, posibilităţile de utilizare sau adaptare a aparatajului de fabricaţie în serie.

În ce priveşte aparatele de telemăsură, în ultimii ani au cîştigat teren sistemele de joasă frecvenţă (sub 50 Hz) şi cele de frecvenţă de impulsuri, ca fiind mai economice şi mai robuste. Specialiştii sovietici au dat o serie de soluţii originale în problema traducerii mărimii telemăsurate în frecvenţă sau frecvenţă de impulsuri. Ca studii de perspectivă apropiată se lucrează intens la crearea de sisteme de telemăsură cu cod de impulsuri utilizînd elemente statice (semiconductoare, elemente magnetice cu buclă de histerezis dreptunghiulară) cum şi la problema traducerii mărimilor continue în mărimi discrete.

În domeniul aparatelor de telecomandă-telesemnalizare, paralel cu perfecţionarea sistemelor pe bază de relee şi selectoare se desfăşoară o activitate intensă în institute şi în laboratoarele întreprinderilor de specialitate, în vederea creării de sisteme de telecomandă cu elemente statice, magnetice şi semiconductoare, sisteme ce asigură o mare siguranţă în exploatare un timp rapid de telecomandă la un număr mare de obiecte telecomandate, necesită cheltuieli minime de exploatare, au durată de serviciu mare. Primele instalaţii de acest gen au deja un stagiu apreciabil de exploatare industrială, îndeplinind pe deplin aşteptările. O altă tendinţă actuală o constituie utilizarea, în special pentru telecomanda obiectelor dispersate, a releelor de frecvenţă. Se elaborează numeroase soluţii de relee de frecvenţă, atît cu lame vibrante cît şi cu filtre electrice.

Referitor la canalele de telecomunicaţie pentru telemecanică, la consfătuire s-a arătat importanţa realizării de echipamente de curenţi purtători pentru liniile de transport de energie, atît pentru telefonie, cît şi pentru telemecanică. În acest domeniu este necesară utilizarea modulării multiple, sistemele de frecvenţă de impulsuri ocupînd benzi foarte înguste în canalele audio. Totodată s-a subliniat necesitatea extinderii, utilizării liniilor de radiorelee, atît în sistemele energetice cît şi în alte domenii industriale. Un amănunt interesant este faptul că tarifele Ministerului Comunicaţiilor sînt considerate şi în U.R.S.S. prohibitive pentru utilizarea circuitelor telegrafice şi telefonice în scopul telemecanizării şi s-a propus ridicarea acestei probleme în faţa guvernului.

Delegaţia R.P.R. a participat la lucrările consfătuirii prin susţinerea de către ing. M. DUMA a unei expuneri de sinteză asupra a trei referate şi comunicări prezentate de ICET la această consfătuire în legătură cu aparatura de telemecanică elaborată în institut.

ING. M. DUMA

REFERATE

AUTOMATICA

CZ 621—53

Aplicarea elementelor corectoare neliniare în sistemele automate de ordinul al doilea. [După G. M. OSTROVSKI: Automatica i Telemehanica, 17 (1956) 11, p. 979—985].

Utilizarea elementelor corectoare neliniare în optimizarea performanţelor sistemelor automate a început să fie folosită destul de mult în ultima vreme. S-au tratat în special sistemele automate de ordinul al doilea pentru care utilizarea reprezentării în spaţiul fazic este eficace. În cadrul articolului se trec în revistă diverse astfel de metode de optimizare, care constau în esenţă din introducerea în sistemul automat considerat (care este de gradul al doilea) a unei amortizări variabile, în funcţie de mărimea erorii, ceea ce permite obţinerea unei valori a integralei în timp a erorii absolute a sistemului mai mică decît valorile corespunzătoare corecţiei acelaşi sistem prin orice fel de elemente liniare.

Analiza acestor posibilităţi de corecţie neliniară este însoţită de indicarea schemelor bloc corespunzătoare sistemelor corectate respective. *Gh.R.I.*

CZ 621—525

Calculul caracteristicilor statice ale unui releu pneumatic. [După V. N. DMITRIEV: Avtomatica i Telemehanica, 17 (1956) 9, p. 761 — 774].

În ultima vreme în instalaţiile pneumatice se folosesc drept elemente amplificatoare şi anumite relee pneumatice, atît cu o singură treaptă, cît şi cu două trepte. În cadrul articolului se tratează stabilirea caracteristicilor statice ale acestor relee, luîndu-se în consideraţie variaţia factorilor de consum corespunzători. În acest scop se elaborează trei metode diferite de calcul, bazate pe procedee grafo-analitice. Toate aceste metode sînt ilustrate prin exemple concrete, iar caracteristicile statice obţinute prin calcul sînt comparate cu aceleaşi caracteristici obţinute experimental. *Gh.R.I.*

CZ 621—53

Analiza unui sistem liniar cu contactor cu durată finită a impulsului, în circuit deschis. [După I. FARMANFARMA: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75 (1956) part. I, p. 808 — 819].

Analiza sistemelor automate cu contactor s-a dezvoltat foarte mult în ultima vreme, folosindu-se metoda transformatei Z, sau metoda transformatei Z modificate. Aceste metode presupun însă o durată a impulsului neglijabilă. În cadrul articolului se elaborează o metodă exactă de analiză a sistemelor cu contactor în circuit deschis, în cazul în care durata impulsului este finită, introducîndu-se în acest scop transformata p, în care p reprezintă durata impulsului. Aceasta reprezintă o metodă generală exactă de analiză a sistemelor considerate, elaborîndu-se totodată modul de calcul al transformatei p inverse. Se obţine astfel soluţia răspunsului sub o formă finită. Se studiază apoi erorile introduse de transformata Z în cazul în care durata impulsului nu este neglijabilă, cum şi cazurile limită ale transformatei p: durata impulsului neglijabilă (transformata Z) şi durata impulsului egală cu perioada de acţionare a contactorului (sistemele continue). Metoda de analiză este ilustrată de numeroase exemple numerice. *Gh.R.I.*

ELECTRONICA

CZ 681.142 : 621.318.424

Generatoare funcţionale cu miezuri magnetice. [După D. H. SCHAEFER şi R. L. VAN ALLEN: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75 (1956) part. I, p. 160 — 165].

În cadrul articolului se expune un generator funcţional constituit din bobine cu miez magnetic avînd o caracteristică dreptunghiulară şi din transistoare lucrînd ca întreruptoare. Cu ajutorul acestui generator se pot obţine funcţii de forma x^{α}, în care α este un număr subunitar, funcţiile arc sin x şi sin x ca şi produsul a două funcţii.

În articol se descrie modul de funcţionare al montajului ca şi rezultatele experimentale obţinute, în comparaţie cu cele precalculate. În continuare se dau cîteva consideraţii privitoare la precizia obţinută în calcule şi la cerinţele de proiectare tehnologice, evidenţiindu-se în acelaşi timp avantajele şi deficienţele acestui tip de generator funcţional. *Gh.R.I.*

CZ 621.375.4.016.35

Stabilizarea amplificatoarelor cu transistoare faţă de variaţiile temperaturii. [După L. M. VALLESE: Trans. Amer. Inst. electr. Engrs. 75 (1956) part. I, p. 379 — 384].

Variaţiile de temperatură sînt foarte importante în ceea ce priveşte condiţiile de funcţionare ale unui amplificator cu transistoare, ale căror performanţe sînt foarte sensibile faţă de aceste variaţii. Efectele variaţiilor de temperatură au fost analizate de diverşi autori în diverse moduri, elaborîndu-se totodată şi circuite de stabilizare ale acestor variaţii. În cadrul articolului se dezvoltă o nouă metodă de analiză a comportării unui amplificator cu transistoare faţă de variaţiile de temperatură, pe baza ecuaţiilor incrementale ale acestuia faţă de variaţiile de temperatură. Pe baza acestor ecuaţii se stabileşte circuitul echivalent al transistorului şi se deduc condiţiile de stabilitate termică. Totodată cu ajutorul metodei de analiză dezvoltată se elaborează reţele de stabilizare termică cu termistori. Rezultatele teoretice obţinute sînt însoţite de verificări experimentale. *Gh.R.I.*

CZ 621.387.4 : 621.374

Analizor de amplitudini ale impulsurilor. [După L. A. MATALIN, A. M. SIMANSKI şi S. I. CIUBAROV: Pribori i tehnica experimenta (1957) 1, p. 64 — 71].

În lucrare se prezintă un analizor de amplitudini bazat pe un sistem de memorie cu ferite. Schema bloc a aparatului este arătată în fig. 1.

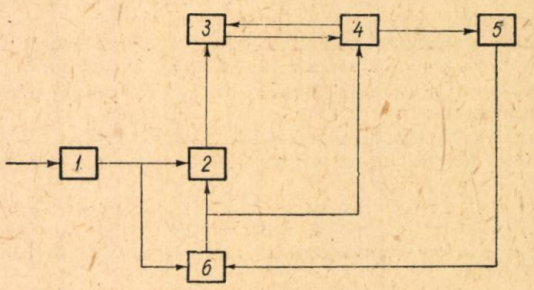


Fig. 1. Schema bloc:
1 — bloc de transformare; *2* — blocul căutător de canal; *3* — blocul de memorie; *4* — blocul sumator; *5* — blocul de extragere a datelor; *6* — bloul de comandă.

Smnalul amplificat de la numărătorul de particule soseşte la intrarea analizorului. În blocul *1* impulsul de studiat se transformă într-o serie de impulsuri standard al cărui număr (de la 1 la 100) este proporţional cu amplitudinea impulsului sosit şi egal cu numărul canalului în care trebuie să se facă înregistrarea.

Seria impulsurilor standard soseşte la blocul *2* format din două sisteme de numărare în inel fiecare putînd număra pînă la 10.

După alegerea numărului de canal, înainte de a se face memorarea, cu ajutorul blocului *5* şi *6* se scot datele anterioare şi se trimit în sumator unde se adaugă o unitate, după care se face înscrierea definitivă în memorie. La sfîrşitul procesului de măsură datele obţinute pot fi reprezentate pe ecranul unui tub catodic. Blocul *6* este cel ce comandă succesiunea operaţiilor complexe ce au loc în aparat.

Se analizează pe larg trei tipuri de memorie: *a*-schema coincidenţei a doi curenţi; *b*-schema curentului total; *c*-schema coincidenţei a trei curenţi subliniindu-se necesitatea de a se alege schema *a*) cînd feritele folosite posedă o curbă de magnetizare dreptunghiulară (celelalte două nu cer neapărat satisfacerea acestei condiţii).

Se arată condiţiile în care lucrează blocul *1* precum şi principalele părţi care-l compun.

Datele tehnice ale acestui analizor sînt următoarele : numărul de canale : 100 ; capacitatea fiecărui canal : 10^5 ; lărgimea unui canal 0,5 şi 1V ; timpul mort depinde de amplitudinea semnalului de la intrare şi variază de la 25 s pînă la 125 s ; numărul de tuburi : 350 ; puterea absorbită : 2 kW.

Aparatul ridică fără erori un spectru dacă la intrare sosesc 5.10^4 impulsuri care se succed întîmplător în timp de o secundă.

H.H.

CZ 621.372.412.012.8

Măsurarea parametrilor cristalului de cuarţ prin excitarea în armonice. [După M. M. PRUJANSKI : Radiotehnica 12 (1957) 8, p. 42—53].

După proprietăţile sale ca circuit rezonant, schema echivalentă a unui cristal de cuarţ poate fi exprimată prin patru parametri (fig. 1). Cunoaşterea acestor parametri reprezintă o necesitate în practica inginerească atît pentru proiectarea aparatelor în care se utilizează cuarţ, cît şi în procesul tehnologic al fabricării plăcilor din cristal de cuarţ.

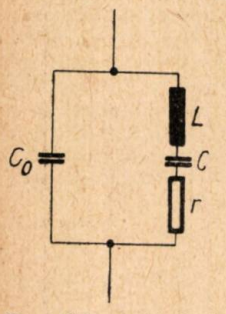


Fig. 1. Schema echivalentă a unui cristal de cuarţ.

Concordanţa dintre datele experimentale şi cele teoretice este foarte bună în cazul elementelor reactive ale schemei echivalente, adică L şi C.

Partea reală a schemei echivalente r — numită şi rezistenţă dinamică — depinde nu numai de constantele fizice ale cristalului ci şi de tehnologia fabricării cuarţului, de construcţia suporţilor cristalului, cît şi de alţi factori exteriori.

Din aceste motive rezistenţa dinamică r nu poate fi evaluată teoretic ci numai practic.

Pentru determinarea rezistenţei dinamice se poate utiliza metoda de a excita cuarţul nu pe frecvenţa sa ci pe o armonică.

În această situaţie circuitul echivalent al cuarţului nu se modifică, ci numai mărimea parametrilor suferă modificări. Capacitatea C_0 nu se modifică deoarece ea depinde de mărimea cristalului.

Parametrii cristalului se modifică astfel, pentru un cuarţ fără strat de aer între suporţi şi cristal

$$L_n = L \qquad C_n = C/n^2$$
$$r_n = n^2 \gamma \qquad Q_n = Q/n$$

unde n este numărul armonicii, iar Q — factorul de calitate al cuarţului.

Pentru măsurarea parametrilor cuarţului prin metoda excitaţiei pe armonice se pot utiliza două metode, şi anume :

a) metoda bazată pe producerea oscilaţiilor cu ajutorul cuarţului, şi

b) metoda bazată pe rezonanţa în care se utilizează Q-metrul pentru măsurarea parametrilor.

Gh. S.

CZ 621.376.232.2.012.8

Analiza detectoarelor cu diodă prin metoda generatorului echivalent de joasă frecvenţă. [După L. S. GUTKIN : Radiotehnica i electronica, II (1957) 8, p. 1012 — 1026 şi L. S. GUTKIN şi O. S. CENTOVA : Radiotehnica, 12 (1957) 6, p. 31 — 44].

În cazul detectoarelor cu diodă pentru undele modulate în amplitudine, se arată că influenţa detectorului asupra circuitului de alimentare care, de obicei, este un circuit acordat ca un sistem de circuite acordate, este determinată numai de impedanţa de intrare a detectorului respectiv.

Efectul acestei impedanţe de intrare asupra curentului este luat numai pentru frecvenţa purtătoare, fără să se analizeze efectul acestui detector şi asupra benzilor laterale. La analiza unui detector de unde modulate în amplitudine, trebuie avut în vedere efectul detectorului asupra mărimii şi formei tensiunii de modulaţie. Pentru a putea analiza această influenţă se poate considera pentru detector un curent echivalent pentru frecvenţele joase (de modulaţie). Această analiză se poate face pe două căi, şi anume : considerînd că acest circuit echivalent este alimentat de un semnal de radiofrecvenţă modulat (fig. 1) sau că circuitul echivalent al detectorului este alimentat de un generator de frecvenţă joasă (de modulaţie).

În această situaţie, trebuie ca şi etajul de radiofrecvenţă care alimentează detectorul să fie echivalat cu un generator de frecvenţă joasă, alimentat de un semnal de radiofrecvenţă modulat. În detector, mai interesează şi procesul de stabilire a tensiunii de ieşire, care influenţează procesul de stabilire al tensiunii la bornele circuitului de alimentare. Pentru analiza procesului tranzitoriu într-un amplificator

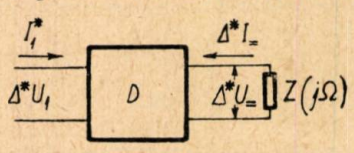


Fig. 1. Circuit alimentat de un semnal de radiofrecvenţă modulat

care alimentează un detector, trebuie să luăm în considerare şi efectul detectorului. Aceasta interesează în cazul unei unde modulate în amplitudine, cu un semnal dreptunghiular, sau de oricare altă formă diferită de cea sinusoidală.

Analiza procesului tranzitoriu, într-un asemenea etaj, care alimentează un detector, se poate face prin metoda generatorului echivalent, de joasă frecvenţă, atît pentru detector cît şi pentru amplificator. Această metodă permite totodată determinarea caracteristicii de transfer a ansamblului amplificator-detector, cît şi eventualele corecţii pentru îmbunătăţirea acestei caracteristici.

Gh.S.

CZ 621.375.126

Procesul tranzitoriu în amplificatoare rezonante cu sarcina neliniară. [După I. I. KREMER : Radiotehnica 12(1957) 8, p. 59—65].

În ultima vreme în tehnica radiolocaţiei se utilizează amplificatoarele cu sarcină neliniară, amplificatoarele la care în paralel pe circuitul de sarcină a fiecărui etaj se află o rezistenţă neliniară.

Această rezistenţă neliniară poate fi un element special introdus în schemă, sau poate fi spaţiul grilă-catod al etajului următor, lucrînd în curenţi de grilă.

Amplificatoarele rezonante, cu element neliniar ca sarcină, se utilizează în amplificatoare cu caracteristica de amplitudine logaritmică (receptoare logaritmice) care sînt utilizate în radiolocaţie ca amplificatoare cu slabă sensibilitate la paraziţi şi totodată îmbunătăţesc calităţile staţiilor de radiolocaţie.

Receptoarele cu caracteristică logaritmică se pot realiza prin utilizarea amplificatoarelor de medie frecvenţă cu sarcină rezistivă neliniară. În acest caz, amplificatorul se prezintă ca în fig. 1, în care ca rezistenţă neliniară se utilizează elementul N.

La schimbarea tensiunii de la ieşirea amplificatorului valoarea rezistenţei neliniare se schimbă. Această schimbare duce la variaţia amplificării etajului.

Prin alegerea caracteristicii elementului neliniar se poate obţine între tensiunea de intrare şi cea de ieşire o dependenţă logaritmică sau oricare altă lege. În calitate de element neliniar se utilizează, de obicei, diode sau detectoare cu cristal.

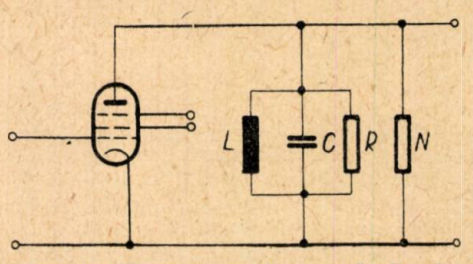


Fig. 1 Amplificator cu organ N ca sarcină neliniară

În asemenea amplificatoare cu sarcină neliniară regimul tranzitoriu are unele particularităţi şi anume parametrii

regimului tranzitoriu depind de nivelul semnalului la intrarea amplificatorului.

Aceste particularităţi au o mare importanţă pentru utilizarea practică a amplificatoarelor cu sarcină neliniară.

Gh.S.

CZ 621.375.126

Unele probleme asupra amplificatoarelor rezonante. [După A. G. ANISIMOV: Radiotehnica, 12(1957)8, p. 54—58].

După cum se ştie efectul de neliniaritate al amplificatoarelor rezonante se caracterizează prin raportul S''/S, unde S reprezintă panta caracteristicii tubului, iar S'' — derivata de ordinul II a pantei tubului. Cu cît acest raport este mai mic cu atît se micşorează distorsiunile de neliniaritate cît şi fenomenul de modulaţie încrucişată, îmbunătăţindu-se astfel calitatea reproducerii semnalului şi raportul semnal/zgomot în receptoare.

În literatura tehnică lipsesc relaţii care să lege aceste fenomene de punctul de funcţionare al tubului. Dacă se aproximează caracteristica tubului printr-o curbă hiperbolică dată de relaţia $i_a = I_0 (1 + h\, q\, U_g)$, în care I_0 este curentul anodic la $U_g = 0$, iar $q = S_0/I_0$, S_0 fiind panta pentru $U_g = 0$.

În baza acestor relaţii se obţine pentru raportul S''/S relaţia $S''/S = 2\, q^2 (3\ \mathrm{th}^2\, x - 1) = 2\, q^2 K(x)$, unde $x = qU_g$.

După cum se observă acest raport depinde atît de parametrii S_0 şi I_0 cît şi de tensiunea de grilă. Pentru ca să avem un raport minim trebuie ca U_g să aibă o anumită valoare.

Gh.S.

CZ 621.317.321 : 537.311.33

O nouă modificare a metodei de măsură cu condensator a diferenţei de potenţial de contact şi folosirea ei în cercetarea potenţialelor de contact ale semiconductoarelor. [Dup V. F. BOGOLIUBOV: Radiotehnica si electronica, 2(1957) 3, p. 323—328].

În ultimii ani, problemei măsurării potenţialului de contact cu metoda condensatorului la semiconductoare i-au fost dedicate cîteva lucrări (ale lui V. BRATTAIN, W. SHOCKLEY, LAŞCAREV şi BARDEEN.

În lucrare este descrisă încercarea autorului de a introduce în metoda de mai sus unele simplificări de construcţie cu scopul obţinerii unei sensibilităţi mai mari şi a unei stabilităţi mai bune.

Noua variantă a fost utilizată în cercetarea mai amănunţită a variaţiei potenţialului de contact al seleniului metalic în funcţie de diferiţi factori externi, ca: presiunea atmosferică şi iluminarea suprafeţei mostrei.

Metoda de măsură cu condensator a potenţialului de contact cu simplificarea propusă se caracterizează prin înlocuirea vibratorului electromagnetic cu sisteme mecanice oscilatorii, folosind rezonanţa acustică.

Rezultatele măsurătorilor potetialului de contact al seleniului faţă de platină funcţie de valoarea vidului, au arătat micşorarea travaliului de ieşire al seleniului cu creşterea vidului.

Cercetarea variaţiei potenţialului de contact al seleniului, funcţie de iluminare, în limitele de la 0 la 2,5 lx şi un vid de 5.10^{-1} mm col Hg, a dovedit invariabilitatea acestuia pînă la presiuni mai mici de 2.10^{-5} mm col Hg, cînd se observă o variaţie bruscă a potenţialului de contact funcţie de iluminare şi anume la iluminări mici are aproape caracter liniar şi se apropie de o oarecare saturaţie la iluminări mai mari.

Sînt descrise observaţiile efectuate asupra variaţiei potenţialului de contact al seleniului în timp după conectarea sursei de lumină. Se subliniază o comportare extrem de diferită a variaţiei potenţialelor de contact în timp, funcţie de valoarea vidului preliminar.

G.B.

CZ 621.375.2

Fluctuaţia coeficientului de amplificare al amplificatoarelor cu tuburi. [După A. N. MALAHOV: Radiotehnica i electronica 2(1957)4,p. 438—449.].

Fluctuaţia coeficientului de amplificare al amplificatoarelor cu tuburi este bine cunoscută, mai ales în cazul amplificatoarelor de curent continuu.

Fluctuaţia se manifestă sub forma diverselor oscilaţii lente datorită instabilităţii amplificării. Concomitent cu aceasta au loc şi fluctuaţii rapide, ca un proces haotic, avînd un spectru continuu.

Domeniul de existenţă al fluctuaţiei amplificării nu este limitat numai la amplificatoarele de curent continuu. Dimpotrivă, fiecare amplificator cu tuburi (pînă la cele de ultra înaltă frecvenţă) este supus la fluctuaţii ale amplificării.

În legătură cu crearea aparaturii speciale pentru măsurarea radiosemnalelor slabe de spectru continuu — măsurătoare de modulaţie larg folosite în radioastronomie — s-a ivit necesitatea cercetării influenţei fluctuaţiei coeficientului de amplificare asupra sensibilităţii aparatelor respective.

Existenţa fluctuaţiei coeficientului de amplificare al amplificatorului în întregime, cum şi al fiecărui etaj în parte, se datoreşte, în primul rînd, fluctuaţiei mărimii rezistenţelor nebobinate (chimice), în al doilea rînd efectului de licărire al tuburilor şi, în sfîrşit, fluctuaţiilor tensiunii de alimentare a diverselor surse, începînd cu acumulatoarele şi terminînd cu redresoarele alimentate de la reţea.

Autorul descrie metoda de măsură a fluctuaţiilor, reproduce schema amplificatorului folosit în cercetarea fluctuaţiilor, indicînd şi parametrii schemei.

Se studiază acţiunea de modulaţie datorită fluctuaţiei rezistenţelor, efectului de licărire şi fluctuaţiilor tensiunii surselor de alimentare şi influenţa lor asupra fluctuaţiei amplificatoarelor.

Ca încheiere a lucrării, autorul trage o serie de concluzii reieşite din experienţele efectuate şi indică linia practică ce trebuie urmată pentru a minimaliza efectul de fluctuaţie a coeficientului de amplificare.

G.B.

NUCLEONICA

CZ 621.387.4

Schemă de coincidenţă rapidă diferenţială. [După I. K. ACHIMOV: Priborî i tehnica experimenta (1957)4, p. 98—99].

Principiul de lucru al schemei se poate urmări în fig. 1. Elementele de intrare sînt două circuite de coincidenţă rapidă *3,3'*. Fiecare dintre ele este legat cu ambele contoare proporţionale, însă cu un contor direct iar cu celălalt prin-

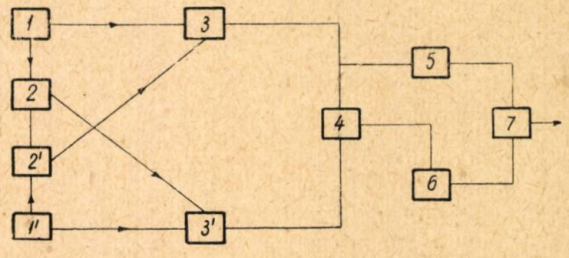


Fig. 1. Principiul de lucru al schemei: *1,1'* — contoare; *2,2',5* — cable de întîrziere; *3,3'* — circuit de coincidenţă rapidă; *4* — circuit diferenţial; *6* — amplificator; *7* — circuit de anticoincidenţă.

tr-un cablu de întîrziere. Ca rezultat al unei astfel de conexiuni, impulsurile la ieşirea blocurilor *3,3'*, pentru o aceeaşi sensibilitate a acestora, vor fi egale ca amplitudine în cazul coincidenţei şi vor diferi ca amplitudine în cazul necoincidenţei. Această deosebire o pune în evidenţă blocul *4* care dă semnalul care merge la circuitul de anticoincidenţă *7* după o prealabilă amplificare. Împreună cu el, tot la blocul *7*, soseşte prin *5* un impuls de la *3*. Ca rezultat, la coincidenţă nu vor exista impulsuri la ieşire iar la necoincidenţă vor apare impulsuri. Se descrie o schemă realizată după

schema bloc indicată, arătîndu-se felul cum trebui condusă reglarea. Schema diferenţială este foarte utilă în spectrometria particulelor rapide folosind tehnica timpului de zbor, deoarece permite punerea în evidenţă a unor intervale de timp $\Delta t \leqslant 10^{-9}$ s.

H.H.

CZ 621.319.52 : 621.384.6

Generator electrostatic vertical de 4 MeV al Institutului fizico-tehnic al Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. [După A. K. VALTER, A.A. ŢIGHICALO : Priborî i tehnica experimenta (1957) 4, p. 3—12].

Generatorul electrostatic de 4 MeV este destinat lucrărilor de fizică nucleară la care este absolut necesară cunoaşterea energiei particulelor accelerate cu o foarte bună precizie. Principalele condiţii impuse la proiectare şi construcţie au fost următoarele :

a — obţinerea unui înalt grad de stabilizare a tensiunii generatorului electrostatic ;

b — posibilitatea de măsură neîntreruptă a energiei absolute a particulelor accelerate ;

c — obţinerea la ţinta de studiu a unui fascicul de ioni variabil ca intensitate, formă şi densitate de curent ;

d — asigurarea continuităţii şi a siguranţei lucrului la accelerator.

Contradicţia dintre precizia de obţinere şi măsurare a energiei particulelor accelerate pe de o parte şi o valoare cît mai mare a intensităţii fasciculului pe de altă parte, a fost soluţionată prin aceea că fasciculul destinat ţintei de studiu a fost separat de fasciculul de ioni destinat sistemului de stabilizare şi măsurare a tensiunii (respctiv energiei). Constructiv generatorul este prevăzut cu două tuburi de accelerare. Într-un tub se accelerează un fascicul de ioni destinat pentru stabilizarea şi măsurarea tensiunii iar în celălalt tub se accelerează fasciculul de „lucru".

S-a obţinut o precizie de 0,05 % la măsurarea tensiunii. Contracţia adoptată pentru generator a permis satisfacerea simultan şi a celorlalte obiective impuse. Generatorul posedă două surse de ioni fiecare dînd un curent de 50—70 μA. Vidul în regim de lucru este de $2...4.10^{-6}$ mm Hg. La ieşirea tubului accelerator „de măsură" este montat un analizor electrostatic la care se aplică o tensiune deflectoare avînd o stabilizare de 0,01 %. La ieşirea din tubul accelerator „de lucru" sînt aşezate succesiv două analizoare magnetice avînd o curbură cu un unghiu la centru de 90°. Conducerea tuturor operaţiilor de reglare şi măsură se face de la un pupitru de comandă.

Autorii descriu construcţia propriu-zisă a generatorului dînd detalii în ce priveşte distribuţiile de potenţiale, ecranări, izolaţii, presiuni de lucru.

H.H

CZ 621.387.4 : 621.374

Analizor de amplitudine cu conversiune logaritmică. [După B. N. MOISEEV : Priborî i tehnica experimenta, (1957)4,p. 43—45].

La analizoarele de amplitudine care se folosesc cu contoare proporţionale, cu mai multe straturi, pentru măsurarea ionizării particulelor cosmice în spectrometrul magnetic, se foloseşte ca principiu de bază conversiunea amplitudinii impulsurilor în durată, aceasta putîndu-se face liniar sau logaritmic. Semnalului de măsură îi corespunde un impuls a cărui durată este proporţională cu logaritmul amplitudinii de la intrare ; acesta modulează un generator sinusoidal şi comandă o schemă de numărare. În felul acesta se măsoară durata.

La un analizor de amplitudine precizia măsurii depinde de amplitudinea care se studiază. Datorită conversiunii logaritmice se reduce eroarea pentru amplitudini mici de la 5 la 1,5 %. Un astfel de analizor poate fi folosit în instalaţii de înregistrare pentru alte scopuri : ca dispozitiv de memorie la tuburi catodice, la ferite sau ca linie de întîrziere.

Se publică schema detaliată a analizorului descriindu-se pe scurt funcţionarea.

Se arată o histogramă ridicată cu acest analizor, a pierderii de energie a mezonilor μ din radiaţia cosmică datorită ionizării : impulsul este cuprins între 300 şi 500 MeV/s.

H.H.

CZ 621.317.71.021

Integrator pentru curenţi de intensităţi foarte mici. [După A. A. CURASOV şi A. F. LINEV : Priborî i tehnica experimenta (1957)2, p.70—74].

Problema măsurării unor curenţi continui sau lent variabili de intensităţi foarte mici este dificilă în cazurile în care impedanţa sursei de curent este relativ mică şi nestabilă. În aceste cazuri nu se pot folosi scheme de măsură electrometrice sau amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct. Autorii realizează un aparat bazat pe transformarea semnalului de curent continuu într-un tren de oscilaţii amortizate. Elementul traductor care face conversiunea de semnale are un contactor cu două poziţii care comută circuitul de încărcare şi descărcare a unui condensator la care sarcina este proporţională cu curentul de măsurat. Semnalul de la ieşirea traductorului este aplicat unui amplificator RC cu reacţie negativă. Urmează apoi un etaj detector, un voltmetru electronic şi o schemă de integrare cuplată cu un înregistrator mecanic.

Se arată schema detaliată a integratorului de curent, se dau indicaţii asupra construcţiei şi se publică rezultatele experimentale obţinute.

Aparatul poate măsura şi integra curenţi în intervalul $10^{-5}...10^{-10}$ A avînd o impedanţă de intrare relativ mică. Neliniaritatea caracteristicii integratorului nu este mai mică de 1,5 %. Variaţia indicaţiilor după 40 de ore de funcţionare nu depăşeşte 1,5 %.

Integratorul se foloseşte la măsurarea şi integrarea curentului la ţinta unui ciclotron.

H.H.

Culegere de articole privind acceleratoare de particule elementare

CZ 621.384.6

În domeniul acceleratoarelor, savanții sovietici au dat o serie de lucrări remarcabile, stîrnind interesul deosebit al lumii științifice. Culegerea recenzată cuprinde un număr de opt lucrări bazate pe referatele prezentate la Conferința Unională asupra fizicii particulelor de energii înalte de la Moscova (mai 1956) și la simpozionul CERN asupra acceleratoarelor și fizicii mezonilor, de la Geneva (iunie 1956).

Actualmente, în U.R.S.S. funcționează cel mai mare accelerator din lume, sincrofazotronul de la Dubna, cu care a fost dotat Institutul Unificat de cercetări nucleare. Primele două lucrări din culegere se referă la această mașină uriașă.

Teoria sincrofazotroanelor, singurele accleratoare pentru protoni care depășesc astăzi 1 GeV, a fost prelucrată de sovietici între 1948—1950. La Institutul de fizică „Lebedev" al Academiei a fost pus în funcțiune un model experimetal de 180 MeV după care s-a trecut la studiile și proiectele necesare pentru marele sincrofazotron de 10 GeV.

Primul articol din culegere este intitulat „*Bazele fizice ale construcției sincrofazotronului de 10 GeV*" de VEKSLER, KOLOMENSKI, PETUHOV și RABINOVICI. Articolul începe cu o tabelă a parametrilor principali ai sincrofazotronului, după care se trece la teoria mișcării particulelor în sincrofazotron, în diversele stadii ale procesului de accelerare, și anume: injecția fasciculului din acceleratorul de injecție în camera de accelerare a sincrofazotronului, fenomenul de captare pe orbita stabilă, regimul propriu-zis de accelerare, scoaterea fasciculului accelerat.

Sînt analizate oscilațiile betatronice și sincrotronice, rezonanțele care apar și influența diverselor deviații. Sînt stabilite toleranțele permise asupra unor parametri, mai ales magnetici, precum și cerințele fundamentale impuse aparaturii auxiliare

Articolul următor are un caracter mai puțin teoretic, mai ingineresc, în care sînt descrise „*Caracteristicile magnetice ale sincrofazotronului de 10 GeV*" de către JURAVLIEV, COMAR, MOZALEVSKI, MONOSZON, STOLOV. Cifrele sînt impresionante: cîmpul magnetic, de valoare maximă 13 kOe, este creat într-un întrefier de secțiune 2 000 x 400 mm. Raza magnetului este de 28 m.

Condițiile principale impuse distribuției cîmpului magnetic sînt: identitatea planului median magnetic cu cel geometric și uniformitatea valorii indicelui de cîmp $n = -\frac{dH}{dr}\frac{R}{H}$.

Se insistă asupra corecțiilor prin diverse bobinaje atît ale caracteristicilor magnetice statice cît și ale celor dinamice.

Din păcate, marile acceleratoare de energii trecînd peste 1 GeV furnizează fascicule relativ puțin intense de particule. Pentru a genera fascicule intense, rămîne util și mereu actual ciclotronul. Dar aici creșterea energiei particulelor este limitată de efectul relativist de variație a masei cu viteza. Această limitare duce la o contradicție între legea de variație după rază a cîmpului magnetic cerută de menținerea condiției de rezonanță și legea de variație cerută de focalizarea pe verticală. Compromisul conduce la tensiuni acceleratoare de amplitudini exagerate.

O metodă interesantă de a evita aceste contradicții este realizarea unei variații azimutale a cîmpului magnetic. Această modificare conduce la ciclotronul cu sectoare sau ciclotronul Thomas. Teoria acestui accelerator este dezvoltată într-o lucrare semnată de MOROZ și RABINOVICI. Se arată că se pot obține energii comparabile cu cele furnizate de sincrociclotroane, păstrînd totuși o intensitate suficient de ridicată și fără a crește exagerat tensiunea acceleratoare de RF.

Următoarele articole se ocupă de accelerarea particulelor ușoare — electronii. Principala particularitate a acceleratoarelor ciclice de electroni este prezența radiației electromagnetice a sarcinilor electrice accelerate. La energii mari, pierderea de energie prin radiație consumă cea mai mare parte a energiei furnizate de sursa acceleratoare de RF (de exemplu: la un sincrotron de 10 GeV pierderea de energie pe rotație atinge valoarea maximă de 20—30 MeV).

De această radiație electromagnetică se ocupă două articole din culegere. Primul, mai mult teoretic, este intitulat „*Unele particularități ale acceleratoarelor ciclice de electroni la energii mari*" de KOLOMENSKI și LEBEDEV.

Autorii studiază mișcarea electronilor într-un cîmp magnetic, de simetrie cilindrică (sincrotron cu focalizare slabă), Ecuațile mișcării conțin termeni „radianți". Se analizează pe baza acestor ecuații oscilațiile betatronice și sincronice și influența fluctuațiilor cuantice. O a doua parte a articolului se ocupă de mișcarea electronilor într-un cîmp magnetic cu variații azimutale periodice (focalizare intensă).

Al doilea articol are un caracter experimetal: „*Radiația necoherentă a electronilor în sincrotron și unele aplicații ale acesteia la cercetarea funcționării acceleratoarelor*" de ADO și CERENKOV. La un sincroton de 280 MeV, s-a măsurat distribuția spectrală a energiei radiate, s-a calculat numărul de electroni accelerați cu ajutorul energiei radiate de aceștia, s-a studiat structura fină a radiației și s-au obținut indicații asupra grupării azimutale și a oscilațiilor radial-fazice ale electronilor.

Lucrarea de mai sus a fost executată cu sincrotronul de la Institutul de fizică „Lebedev" din Moscova, al Academiei de Științe a U.R.S.S. Acestui accelerator îi este dedicat un articol descriptiv semnat de BELIAC, VEKSLER, KANNUNIKOV, CERENKOV și IABLOKOV. Sincrotronul de la Institutul de fizică a intrat în funcțiune în 1949 dar de atunci a fost îmbunătățit, mărindu-i-se energia și intensitatea. El are în prezent o energie maximă de 280 MeV și o intensitate de 15 000 R/min la 1 m. Această energie și intensitate sînt obținute foarte economic, coeficienții de greutate de Fe și putere consumată raportate la intensitate fiind mult mai mici decît la acceleratoarele similare din S.U.A. și Anglia. Se descrie în detaliu întrega instalație, insistîndu-se asupra metodelor de corecție ale caracteristicilor magnetice.

Articolul „*Bazele experimentale ale teoriei captării particulelor în regimul betatronic de accelerare*" de LOBANOV și PETUHOV își propune să furnizeze un grup cît mai complet de date experimentale care să poată fundamenta o teorie a captării particulelor pe orbita stabilă în betatroane, teorie a cărei lipsă este piedica principală în mărirea intensității la aceste acceleratoare. Sînt studiate sistematic efectele asupra eficacității captării ale diverșilor parametri ca: tensiunea, durata și momentul impulsului de injecție, curentul injectat, frecvența corpului magnetic, prezența unei sarcini spațiale suplimentare.

Culegerea se încheie cu articolul „*Contribuții la teoria focalizării fasciculului de particule în acceleratorul liniar cu ajutorul lentilelor transversale*" de SARSANOV.

Culegerea recenzată, în ansamblul ei, reprezintă o contribuție însemnată la teoria și tehnica acceleratoarelor de particule. Este deci, explicabil interesul cu care specialiștii din toată lumea așteaptă noile lucrări sovietice în acest domeniu.

Ing. I. LEIBOVICI

RECENZII

CZ 621—53

Sesiunea Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S. asupra problemelor de automatizare a producţiei. Edit. Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S., Moscova, 1957.

Între 15 şi 20 octombrie 1956 a avut loc sesiunea Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S., consacrată problemelor ştiinţifice ale automatizării producţiei.

Lucrările sesiunii sînt editate de Editura Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S. în 7 volume, care conţin materialele şedinţei plenare şi ale secţiilor respective şi anume :

1. Şedinţa plenară (probleme generale) 271 pag., 11 referate.

2. Probleme de bază ale reglării şi comenzii automate 334 pag. 19 referate.

3. Bazele ştiinţifice ale construirii mijloacelor tehnice pentru automatizări, 186 pag., 10 referate, 2 comunicări.

4. Problemele ştiinţifice ale telemecanizării proceselor de producţie 213 pag., 7 referate, 15 comunicări.

5. Problemele tehnico-ştiinţifice ale acţionării electrice automate 442 pag., 10 referate, 22 comunicări.

6. Teoria şi metodele de calcul şi proiectare ale mecanismelor maşinilor şi liniilor automate, 221 pag., 11 referate.

7. Automatizarea complexă a proceselor de producţie, 310 pag., 15 referate, 4 comunicări.

Cuvîntul de deschidere şi cuvîntul de închidere ţinut de A. N. NESMEIANOV încadrează celelalte expuneri din şedinţa plenară. Două referate tratează problemele generale ale automatizărilor proceselor de producţie : „Sarcinile ştiinţelor tehnice în dezvoltarea maşinilor şi proceselor tehnologice în legătură cu automatizarea al lui A. A. BLAGONRAVOV etc. şi „Sarcinile ştiinţelor tehnice în dezvoltarea comenzii automate şi a mijloacelor tehnice de automatizare" referat al lui V. A. TRAPEZNICOV. Dezvoltarea maşinilor de calcul şi utilizarea lor în automatică este expusă în comunicările „Problemele matematice ale teoriei maşinilor de calcul", „Maşini elctronice de calcul", „Perspectivele utilizării maşinilor de comandă în automatizări", „Automatizarea traducerii dintr-o limbă într-alta". Referatul „Teoria transmiterii informaţiei" este consacrat acestui domeniu ştiinţific care începe să fie utilizat în automatică. Tot în acest volum sînt date două referate asupra problemelor economice în domeniul automatizărilor proceselor de producţie.

Volumul al doilea cuprinde problemele de bază ale reglării şi comenzii automate. Referatul lui B. N. PETROV este consacrat direcţiilor principale de dezvoltare a teoriei reglării şi comenzii automate. În ultima perioadă teoria reglării automate s-a îmbogăţit cu o serie de metode utile de calcul şi construcţii ale sistemelor de reglare şi comandă automată. Totuşi, pînă acum realizările teoriei pătrund greu în practica calculelor inginereşti, dîndu-se o mică atenţie perfecţionării noilor principii de construcţii ale sistemelor de reglare şi comandă automată. Dintre cele mai importante direcţii de dezvoltare a teoriei reglării automate sînt menţionate : elaborarea teoriei sistemelor autoreglabile, a sistemelor reglării extremale, elaborarea teoriei proceselor optimale, a teoriei sistemelor combinate ; utilizarea mijloacelor tehnice de calculare. În referatele lui A. N. LETOV şi A. I. LURIE, M. A. AIZERMAN, V. V. PETROV şi G. M. ULANOV este conţinută formularea unor probleme a teoriei stabilităţii sistemelor neliniare a reglării automate, a teoriei auto-oscilaţiei şi expunerea metodelor de studiu în planul fazelor în aplicarea la problemele de reglare automată. Problemele teoriei unor tipuri de sisteme optimale, a unor sisteme autoreglabile, a unor sisteme de reglare extremală şi de asemenea exemple de construire a lor, sînt considerate în referatele lui L.S. PONTREAGHIN, V.V. SOLODOVNIKOV şi A. G. IVAHNENKO. Starea actuală şi problemele de dezvoltare a teoriei sistemelor de comandă automată cu funcţionare discontinuă se oglindesc în referatele lui I. Z. TÎPCHIN şi M. A. GAVRILOV. Starea actuală şi problemele de dezvoltare a teoriei funcţiilor aleatorii şi a metodelor de probabilitate a teoriei comenzii automate sînt tratate în referatul lui V. E. PUGACENKOV. Problemei teoriei informaţiei îi este consacrat referatul lui A. A. HARCHEVICI. În referatul lui A. A. HELDBAUM sînt considerate direcţiile principale în elaborarea maşinilor de calculare pentru sistemele de reglare automată ; în referatul lui V. A. TRAPEZNICOV şi B. I. COGAN şi în referatul lui V. V. UŞACOV sînt arătate starea actuală şi perspectivele de dezvoltare ale modelelor electronice. Sînt expuse posibilităţile largi de utilizare a tehnicii de calculare în automatizări şi datele despre noile tipuri de instalaţii de modelare realizate de Academia de Ştiinţe a U. R. S. S. şi de Ministerul Construcţiei de Aparate şi a Mijloacelor de Automatizare.

Volumul cuprinde de asemenea comunicări care se referă la metodele liniarizării armonice, la studiul proceselor tranzitorii în sistemele neliniare ale reglării automate (E. P. POPOV), la teoria sistemelor discrete cu parametrii variabili (G. P. TARTACOVSKI), metoda transformărilor complexe (G. E. PUHOV), analiza sistemelor de urmărire în planul frecvenţelor proprii (G. A. BENDRICOV) şi metoda studierii mişcării sistemelor cu ajutorul fazelor (S. A. STEBACOV), precum şi discuţii pe marginea celor expuse.

Volumul al treilea se ocupă cu bazele ştiiţifice de construcţii a mijloacelor tehnice de automatizare. Problemele generale în privinţa elaborării noilor mijloace sînt expuse în referatele lui L. I. GUTENMACHER, B. T. KOLOMÎŢ, V. M. TUCICHEVICI, D. V. ZERNOV, M. I. ELINSON şi A. M. HARCENKO sînt tratate perspectivele de dezvoltare ale noilor elemente fără contacte electronice, semiconductoare, magnetice şi dielectrice. Starea actuală şi perspectivele utilizării radiaţiilor radioactive pentru controlul proceselor de producţie sînt expuse de B. I. VERHOVSKI, N. N. SUMILOVSKI şi G. G. IORDAN. Referatul lui L. D. ROSENBERG se referă la aparatele acustice şi ultrasonice. Problemele utilizării industriale a radiospectroscopiei şi a spectroscopiei de masă sînt tratate în referatele lui A. M. PROCOROV, V. L. TALROZ, N. N. SUMILOVSKI şi R. I. STAHOVSKI. Ultimul referat se referă la un tip de analizor de gaze de tipul spectrometrului de masă.

Volumul al patrulea e consacrat problemelor telemecanizării şi cuprinde referatele lui S. P. CRASIVSKI „Perspectivele de dezvoltare a telemecanicii în economia U. R. S. S.", V. N. LOGHINSKI „Problemele principale ale dezvoltării telemecanicii în comunicaţii" şi B. S. RIAZANŢEV „Problemele principale ale dezvoltării telemecanicii în transport" şi comunicările lui V. A. RUJICIKA, I. A. KAZARINOV şi S. A. VOROBIEV. Situaţiei teoriei îi sînt consacrate referatele lui M. A. GAVRILOV „Problemele ştiinţifice de bază ce decurg din problema telemecanizării în economia U. R. S. S. ", V. A. ILIN şi V. S. MALOV „Problemele de bază ale teoriei telemăsurării", M. A. GAVRILOV şi G. A. SASTOV „Problemele de bază ale teoriei formării semnalelor şi ale teoriei stabilităţii la perturbaţii şi ale siguranţei". Chestiunile problematicii ori ale lucrărilor de cercetare în domeniul telemecanicii sînt atinse şi în referatele deja amintite ale lui LOGHINSKI şi B. S. RIAZANŢEV. Aceloraşi chestiuni le sînt consacrate comunicările lui R. I. IURGHENSOHN, B. M. OSTIAN şi D. A. ABDULAEV. Caracteristic stării actuale a producţiei aparaturii de telemecanizare şi a noilor direcţii în acest domeniu este consacrat referatul lui B. D. ABROSOVICI „Starea actuală şi sarcinile imediate în domeniul elaborării şi producţiei mijloacelor de telemecanizare pentru energetică" şi comunicările lui R.R.VASILIEV, O.A. GORIAINOV, I.R. GHINŢ, B. K. SCICHIN, F. A. CATCOV, I. I. MIHAILOV, N.V. POZIN, A. M. PŞENICINICOV şi V. P. SCURIDIN. Din lucrările secţiei reiese starea actuală a telemecanizării în U. R. S. S. Se constată că într-o serie de domenii ale economiei este o insuficientă satisfacere a nevoilor în telemecanică, ceea ce impune o dezvoltare rapidă a producţiei aparaturii de telemecanizare cu destinaţie industrială. Se menţionează rolul de perspectivă al teleautomatizărilor ca nou mijloc, care să permită trecerea la o scară mai largă de automatizare şi la crearea de sisteme complexe teleautomatizate, care să cuprindă instalaţii întinse în spaţiu. Se examinează problematica ştiinţifică în domeniul automatizării şi se aprobă direcţia de dezvoltare în acest domeniu. Se stabileşte că în starea actuală a tehnicii elementelor fără contacte, este pe deplin posibilă construirea cu ele a instalaţiilor de telemecanizare şi că această tendinţă în dezvoltarea aparaturii de telemecanizare este una dintre cele mai importante. Se arată că e necesară cooptarea specialiştilor şi din alte domenii pentru rezolvarea problemelor teoretice din telemecanică (matematicieni, fizicieni şi alţii), precum şi o coordonare mai bună a lucrărilor de telemecanizare.

Volumul al cincilea cuprinde problemele tehnico-ştiinţifice ale acţionării electrice automate. Referatul general este de V. S. KULEBAKIN. Sînt date rezultatele unei serii de cercetări teoretice şi practice asupra diferitelor genuri de comenzi automate a sistemelor de acţionare electrică, asupra utilizării unor principii diferite şi modul de comandă şi reglare a utilizării unor mijloace tehnice noi, care să poată servi la mărirea siguranţei şi a calităţii acţionării, a economicităţii şi a unei mai raţionale construcţii a diferitelor sisteme de acţionare electrică. Se lămuresc, de asemenea, problemele referitoare la energetica acţionărilor electrice automate (V. D. NAGORSKI) la utilizarea frecvenţelor ridicate (A. N. LARIONOV), la tipuri speciale de acţionări electrice (V. S. KULEBAKIN şi V. V. GORSKI), la sisteme cu alimentare de la surse de curent autonome de putere limitată (I. I. GHIULMANEDOV), descrierea unor acţionări electrice automate interesante, elaborate şi construite în ultima vreme (V. S. KULEBAKIN, S. M. DOMANIŢKI, V. V. PETROV, N. S. GORSCAIA).

Volumul şase cuprinde chestiunile de teorie şi ale metodelor de calcul şi proiectare a mecanismelor maşinilor automate şi a liniilor automate.

Referatul lui I. I. ARTOBOLEVSKI „Sarcinile teoriei maşinilor şi ale mecanismelor în dezvoltarea metodelor de calcul şi proiectare a maşinilor automate" analizează problemele de calcul în lumina noilor sarcini de dezvoltare a maşinilor şi liniilor automate, completate cu dispozitive electronice; formulează problemele legate de teoria programării proceselor tehnologice, de dinamica mecanismelor executoare, de sinteza mecanismelor de calculare, cum şi de criteriile de proiectare la sistemele complexe mecanice, hidraulice, pneumatice, electrice, electronice. La acelaşi domeniu se referă în referatele lor F. S. DEMIANIUC " Principalele probleme cu privire la dezvoltarea metodelor de calcul şi proiectarea semiautomatelor cu mai multe scule şi a liniilor automate" în care analizează eficacitatea automatizării complexe; A. P. VLADZIEVSKI „Situaţia şi problemele teoriei liniilor automate" în care se ocupă de metodele de calcul şi cerinţele de siguranţă în funcţionarea liniilor automate; S. I. ARTOBOLEVSKI „Principalele probleme ale teoriei generale a maşinilor automate". De asemenea referatul lui R. I. LEVITKI şi S. A. CERCUDINOV analizează problema proiectării mecanismelor maşinilor automate, dînd atenţie la alegerea schemelor mecanismelor. I. G. BRUEVICI tratează despre întrarea şi ieşirea celor mai simple construcţii din care sînt compuse sistemele mecanice şi electrice complicate şi dă anumite criterii utile în calcule. Două referate, ale lui M.L. BIHOVSKI şi G. G. BARANOVSE tratează despre problemele de control şi de precizie la maşinile şi liniile automate. Primul analizează precizia dinamică a lanţurilor mecanice şi electrice, iar al doilea tratează problemele în legătură cu prelucrarea elementelor de rulmenţi şi mărirea preciziei la utilizarea maşinilor automate. A. E. KOBINSKI expune în referatul său perspectivele de dezvoltare ale comenzii cu program la maşinile-unelte indicînd unele metode de programare; arată problemele ce se pun la programarea proceselor tehnologice şi la proiectarea maşinilor în acest scop. Asupra utilizării sistemelor pneumatice şi hidraulice la maşinile şi liniile automate se referă în unul din referate B. N. BEJANOV; C.N. KOJENIKOV tratează în referatul său despre automatizarea operaţiilor auxiliare în metalurgie. Luînd exemple concrete, referatul arată problemele ce se pun în legătură cu construcţia şi calculul acestor maşini automate.

Volumul al şaptelea cuprinde problemele automatizării complexe a proceselor de producţie. Au fost examinate: a—problemele de bază ale progresului ştiinţei în domeniul automatizării complexe a proceselor de producţie (N. N. SUMILOVSKI şi V. V. LOZIEVSKI); b—dezvoltarea automatizărilor în energetică şi utilizarea metodelor electrodinamice la analiza regimului de lucru al sistemelor energetice; c—dezvoltarea construcţiei de aparate şi a mijloacelor de automatizare (V. P. LUCHIN); d—dezvoltarea automatizăriior în metalurgie şi în industria constructoare de maşini: e—dezvoltarea automatizărilor în industria petroliferă, organizarea lucrului prin automatizări complexe la prelucrarea ţiţeiului şi prin forare automată cu turbine; f—problemele automatizării în industria chimică (G. N. KIRIKOV); g—problemele automatizării gazeificării subterane a cărbunelui (I. L. FARBEROV); h—metodele de asociere prin indici tehnico—economici a eficacităţii automatizărilor (C. I. CLIMENCO). Dezvoltarea automatizărilor în energetică şi utilizarea în acest domeniu a modelelor electrodinamice sînt expuse în referatele lui A.M. NECRASOV şi ZEILIDSOHN „Perspectivele dezvoltării automatizărilor în energetică şi problemele ce se pun ştiinţei", M. P. KOSTENCO. „Problemele comenzii automate a sistemelor electroenergetice cu utilizarea modelelor electrodinamice" şi V. A. VENICOV „Problemele dezvoltării cercetării analiticii şi de laborator a regimurilor transmiterii electrice şi a sistemelor electrice ca mijloace de accelerare a automatizărilor". Dezvoltarea automatizărilor în metalurgie este expusă în referatul lui V. G. VOSKOBOINIKOV şi A. K. ADABAŞIAN „Perspectivele de dezvoltare a automatizării furnalelor cuptoarelor de topit oţelul şi a producţiei de laminate", A. I. SELICOV „Automatizarea prelucrării prin presiune, utilizînd procesele continue" şi A. E. HLEBNICOV „Noi procese mtalurgice şi problemele automatizării lor". Dezvoltarea automatizărilor în industria petroliferă este expusă în referatele: F. A. TREBIN „Perspectivele dezvoltării automatizărilor în industria petroliferă", V. A. NICHITIN „Despre automatizarea complexă a proceselor de producţie la rafinăria din Moscova" şi A. A. MATVEEV „Nivelul de automatizare al rafinăriei în construcţie din Riazan". Comunicarea lui TAGHIEV este consacrată problemelor de automatizare a comenzii la forarea cu turbine a puţurilor de petrol. În discuţiile ce au avut loc, B. A. TRAPEZNICOV a vorbit despre problemele eficacităţii economice a introducerii automatizărilor în industrie; SAUMIAN — despre automatizarea în construcţia de maşini; BUDICOV şi alţii — despre automatizări în metalurgie; FEDROVO s-a referit la automatizarea gazeificării subterane a cărbunelui.

La sfîrşitul volumului se găseşte rezoluţia şedinţei reunite în care după o scurtă analiză asupra situaţiei existente în automatizări se dau directivele pentru activitatea viitoare. Se cere ca principiile de construire a agregatelor sistemelor energetice, a maşinilor, şi a proceselor de mare productivitate să fie strîns legate de automatizare, se cere ca problemele economice şi de planificare să fie astfel elaborate încît să intereseze întreprinderile în introducerea automatizărilor. Se cere o lărgire a activităţii institutelor academiei în privinţa automatizărilor şi o colaborare cu institutele organizaţiilor industriale în această privinţă. Se exprimă necesitatea ca să se construiască cîteva întreprinderi industriale şi, prin colaborarea institutelor academiilor republicilor, a ministerului industriei mijloacelor de automatizare şi a altor ministere interesate, să se realizeze o automatizare cît mai completă, care să servească drept bază experimetală.

O completare a volumului cuprinde în mod sumar direcţiile principale pentru cercetarea ştiinţifică în privinţa automatizării producţiei. Domeniile la care se referă sînt: perfecţionarea tehnologiei; automatizarea proceselor tehnologice continue şi crearea de uzine automatizate; teoria maşinilor automate, a liniilor automate şi a automatizării uzinelor; teoria reglării comenzii automate; maşini de calcul şi comandă şi construcţii de modelare; mijloacele tehnice ale automaticii şi elementele lor; electronica; acţionarea electrică automată; telemecanica; comunicaţii şi transport automate; matematica şi telemecanica; ştiinţele fizice şi chimie; ştiinţele economice.

Lucrările sesiunii asupra problemelor de automatică, cuprinzînd referatele şi comunicările celor mai de seamă ingineri şi savanţi care se ocupă cu teoria şi aplicarea automaticii în U. R. S. S., dă o imagine completă asupra stadiului şi tendinţelor în automatizări din U. R. S. S., în toate ramurile acestei ştiinţe.

M. ŞAPSA

CZ 621.314.7

COBLENZ, A. şi OWENS, H. L.: **Transistoare. Teoria şi aplicaţiile.** Mc Graw Hill, New York, 1955, p. 313.

Lucrarea constituie o remarcabilă tratare practică a teoriei şi a aplicaţiilor transistoarelor, conţinînd principiile de funcţionare, construcţia şi utilizările acestora în circuitele electronice. Materialul este prezentat în mod accesibil nu numai inginerilor, dar şi tehnicienilor, fără a face apel la dezvoltari matematice însemnate, prezentarea matematică fiind înlocuită mai mult printr-o prezentare în cuvinte. Se tratează alături de utilizările transistorului, şi unele părţi tehnologice ale

frabricării acestuia, deopotrivă de importante pentru documentarea de specialitate din acest domeniu. Lucrarea cuprinde 15 capitole şi 3 anexe. În primul capitol se face o prezentare istorică a transistorului, iar capitolul următor constă dintr-o prezentare introductivă a modului de lucru al transistorului, lămurindu-se şi concepţia asupra găurilor dintr-un semiconductor, alături de cea a electronilor. Capitolul al III-lea constituie o prezentare generală calitativă a conceptelor de bază ale mecanicii cuantice, iar în capitolul al IV-lea se tratează, pe aceste baze, electronul şi proprietăţile sale. Pe baza materialului prezentat în aceste prime capitole se tratează în capitolul al V-lea tipurile de semiconductoare şi proprietăţile generale ale acestora. Capitolele VI şi VII tratează teoria şi şi modul de lucru al transistoarelor cu contacte punctiforme şi al celor cu joncţiuni. Se tratează de asemenea, transistorul tetroda şi fototransistorul, dîndu-se şi unele date privind fabricarea transistoarelor. După ce în primele şapte capitole s-au lămurit bazele fizice ale transistorului, următoarele capitole tratează transistorul ca element de circuit, studiindu-se comportarea şi aplicaţiile respective. Astfel, în capitolul al VIII-lea se stabilesc circuitele echivalente şi parametrii transistorului, cu ajutorul cărora în capitolele IX şi X se studiază utilizarea transistorului ca amplificator de semnale mici. Se consideră astfel cele trei scheme posibile, cu baza, emiterul sau colectorul la masă, pentru care se calculează amplificarea de putere, rezistenţele de intrare şi ieşire, ca şi caracteristica de frecvenţă. În capitolul al XI-lea se studiază funcţionarea transistorului la semnale mari, insistîndu-se în special asupra regiunilor de instabilitate ale funcţionării acestora şi asupra aplicaţiilor acestui mod de funcţionare al transistorului în circuitele basculante şi multivibratoare. Capitolul al XII-lea studiază amplificatoarele cu transistoare constituite din mai multe etaje, cu cuplaj direct şi cu cuplaj RC între etaje. Se studiază diversele combinaţii posibile între tipurile de montaje existente cu baza, emiterul sau colectorul la masă şi se stabilesc relaţiile care furnizează rezistenţele de intrare şi ieşire, precum şi cîştigul de putere global.

În capitolele XIII şi XIV se tratează pe larg metodele de fabricaţie ale transistoarelor din germaniu şi din siliciu, făcîndu-se totodată o comparaţie între proprietăţile acestor două semiconductoare. Ultimul capitol al lucrării tratează unele chestiuni speciale privind transistoare, printre care transistorul analog tubului electronic, transistorul bazat pe efectul de cîmp etc.

Prima anexă a lucrării conţine relaţiile de transformare între parametrii circuitelor echivalente ale transistorului, cea de a doua anexă conţine relaţiile generale pentru transistoarele montate în cascadă, iar cea de a treia anexă conţine chestiuni de terminologie a transistorului şi a aplicaţiilor sale.

Prin întregul material prezentat, cartea constituite o sursă accesibilă şi valoroasă pentru o primă informare în domeniul transistoarelor şi a aplicaţiilor sale, atît de dezvoltate astăzi în electronică.

G. R. IANCULESCU

CZ 537.311.33

HUNTER P. L.: **Manual de electronica semiconductoarelor.** Mc Graw-Hill Book Co. Inc. New York, Toronto, London, 1956 ediţia I.

Volumul de circa 350 de pagini este o lucrare de sinteză, detaliată totuşi, care expune în lumina cercetărilor efectuate pînă în prezent, fizica, tehnologia, teoria şi aplicaţiile practice ale semiconductoarelor în electronică.

Prima parte este consacrată fizicii semiconductoarelor. După o scurtă prezentare a funcţionării transistorilor, servindu-se de noţiuni de fizica solidului, se arată, cu minimum de formule matematice, conducţia electronică în corpurile solide. Se expun apoi fenomenele de redresare care au loc la joncţiunile dintre corpurile solide şi se justifică comportarea transistorului în lumina acestor fenomene. Un alt capitol se ocupă de fotoconductibilitate şi celule fotovoltaice.

Partea secundă prezintă tehnologia semiconductoarelor. Se descriu metode de preparare şi purificare a monocristalelor de semiconductoare cu proprietăţi reproductibile, apoi diferite procedee tehnologice pentru obţinerea joncţiunilor şi a semiconductoarelor ca produse finite. Partea de construcţia semiconductoarelor se încheie cu patru exemple de proiectare, care servesc mai mult ca o ilustrare a celor expuse anterior, decît ca model de proiectare.

Partea a treia serveşte la proiectarea circuitelor cu semiconductoare în diferite aplicaţii. Se stabilesc circuitele echivalente ale transistorului pentru joasă frecvenţă, parametrii acestor circuite, variaţia lor cu temperatura şi punctul de funcţionare, relaţiile între aceşti parametrii. Etajele de amplificare în joasă frecvenţă sînt discutate din toate punctele de vedere: cîştig de putere, de curent, de tensiune; impedanţă de intrare; impedanţă de ieşire; distorsiuni; zgomot; stabilizarea punctului de funcţionare; cuplaj între etaje; funcţionare clasă A; funcţionare clasă B etc. Amplificatoarele de radiofrecvenţă, amplificatoarele de videofrecvenţă, amplificatoarele acordate, mixerii şi detectoarele de amplitudine, împreună cu chestiunile în legătură cu ele, sînt discutate într-un alt capitol în care, mai întîi, sînt prezentate circuitele echivalente în înaltă frecvenţă. În mod special, sînt studiate amplificatoarele cu cuplaj direct între etaje, problemele legate de ele şi aplicaţiile lor. Oscilatoarele sinusoidale şi nesinusoidale sînt tratate într-un capitol aparte, împreună cu chestiunile lor speciale: polarizare, randament, stabilitate şi altele. Un capitol mare destinat circuitelor cu transistori, utilizate în tehnica impulsurilor, tratează transistorii cu contacte punctiforme separat de cei cu joncţiuni. Ultimul capitol al acestei părţi se ocupă de tipuri speciale de semiconductoare şi utilizarea lor: dioda cu bază dublă; transistorul cu efect de cîmp, transistorul tetrodă, transistorul inversat şi fototransistorul.

Partea ultimă, pe lîngă cele două capitole de analiză grafică a circuitelor neliniare şi analiza circuitelor prin metoda matricială, cuprinde două capitole asupra măsurătorilor parametrilor semiconductoarelor înseşi, cum şi asupra măsurării parametrilor circuitelor echivalente ale semiconductoarelor. În aceste capitole sînt arătate şi studiate atît metodele de măsură, cît şi circuitele de măsură adecvate.

Manualul se încheie cu o bogată listă bibliografică — peste 2 200 referinţe — expuse în ordine cronologică (pe ani) şi în ordine alfabetică a autorilor. Afară de aceast listă, la sfîrşitul fiecăruia din cele 20 de capitole, se află cîte o listă cu lucrările cercetate de autori în vederea redactării capitolului respectiv.

Privită în ansamblu, lucrarea se prezintă unitar, constituind sinteza unei vaste munci de cercetare teoretică şi practică. Din imensa şi variata literatură de specialitate existentă asupra semiconductoarelor, autorul a selecţionat rezultatele esenţiale şi le-a prezentat într-o succesiune logică. Manualul nu exagerează în introducerea ecuaţiilor matematice. El serveşte acelora care lucrează cu semiconductoare şi nu acelora care le construiesc.

D. M. POENARU

СОДЕРЖАНИЕ

Редакция:

Фредерик Жолио Кюри

Automatica şi electronica, II (1958) № 4, стр. 137-138

ДК 621-53

CONSTANTINESCU, P.:

Оценка некоторых качественных показателей при помощи функции Ляпунова.

Automatica şi electronica, II (1958) № 4, стр. 139—144

На основании теоремы большой устойчивости получена оценка качественных показателей B(δ) и T(δ, ε) при помощи функции Ляпунова. Полученные результаты применяются для системы автоматического регулирования. Даны примеры применения метода. Указаны пути дальнейшего улучшения оценки этих показателей.

ДК 621.373.431.2

ŢARINA, E. N.:

Автоблокированный импульсный генератор.

Automatica şi electronica, II (1958) № 4, стр. 144—147.

Описывается новый вариант основной схемы автоблокированного импульсного генератора. Даны уравнения работы и метод проектирования. Описывается разработанная схема.

ДК 621.316.722 :621.375-3

ŞAPIRA, S.:

Стабилизатор переменного напряжения с регулированием посредством магнитного усилителя.

Automatica şi electronica, II (1958) № 4, стр. 148—153.

Изложен принцип действия стабилизатора с магнитными усилителями, разработанного автором. Даны проектировочные данные и полученные результаты.

ДК 531. 787.9

WEISSELBERG, A.:

Новая схема магнитно-эластичного динамометра.

Automatica şi electronica, II (1958) № 4, стр. 153—158.

В статье изложена новая схема магнитно-эластичного динамометра. Детально изложены некоторые вопросы в связи с фазочувствительным детектором и с импедансным мостом, примененные в конструкции. Описана конструкция датчика из муметалла и анализируется поведение подобных датчиков из мопермалоя и из обычного пермалоя с 78 % Ni, в связи с ошибкой магнитно-эластичного гистерезиса и чувствительностью. Приводятся три фотораммы, подученные посредством описанного аппарата, использованного при измерении усилий в насосных штангах для добычи нефти.

ДК 621.039.421

ŞTEFĂNESCU, A.:

Физический расчет неоднородного ядерного реактора естественным ураном—графитом. (II)

Automatica şi electronica, II (1958) № 4. стр. 158—172.

Дан расчет критических размеров ядерных реакторов с естественным ураном и графитом. Необходимые теоретические элементы излагаются в вводной части статьи.

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр- 173—174.

ХРОНИКА, стр. 174 – 176.

РЕФЕРАТЫ. стр. 177—180.

КОММЕНТАРИИ. стр. 181.

РЕЦЕНЗИИ. стр. 182—184.

INHALTSVERZEICHNIS

SCHRIFTLEITUNG:

Frédéric Joliot — Curie

Automatica şi electronica, II (1958) H. 4 S. 137—148.

DK 621 – 53

CONSTANTINESCU, P.:

Abschätzung einiger Qualitätsindizes mit Hilfe der Liapunov Funktion

Automatica şi electronica, II (1958) H. 4, S. 139—144.

Unter Verwendung des Stabilitätssatzes werden die Qualitätsindizes B (δ) und T (δ,ε) mit Hilfe der Liapunov-Funktion abgeschätzt. Die Ergebnisse werden auf selbsttätige Regelungssysteme angewendet. Durch Beispiele wird die Anwendung des Verfahrens erläutert. Desgleichen werden Mittel und Wege zur Verbesserung der Abschätzung der Qualitätsindizes in Betracht gezogen.

DK 621.373.431.2

ŢARINĂ, E. N.:

Pulsierender Sperrschwinger

Automatica şi electronica, II (1958) H. 3, S. 144—147.

Es wird eine neue Variante eines in der Impulstechnik verwendeten Sperrschwingers dargelegt, die sich auf eine grundlegende Schaltung stützt. Es weden die Beziehungen die den Betrieb der Schaltung bestimmen und die Entwurfsmethoden gegeben. Eine vom Verfasser erprobte Schaltung wird beschrieben.

DK 621.316.722 :621.375.3

ŞAPIRA, S.:

Durch Magnetverstärker geregelter Wechselspannungsstabilisator

Automatica şi electronica, II (1958) H. 4, S. 148—153.

Es wird das Prinzip und die Arbeitsweise eines vom Verfasser gebauten Stabilisators mit Magnetverstärker beschrieben. Es werden die Berechnungsdaten und die erzielten Eigenschaften angegeben.

DK 531.787.9

WEISSELBERG, A.:

Eine neue Schaltung für magneto-elastische Dynamometer

Automatica şi electronica, II (1958) H. 4, S. 153—158.

Der Artikel enthält eine neue Schaltung für einen magneto-elastischen Dynamometer. Es werden Einzelheiten betreffend den Bau und die Arbeitsweise eines zusammen mit einer Impedanzbrücke in der Schaltung verwendeten phasenempfindlichen Detektors angegeben. Es wird der Bau des Gebers aus Mu-Metall beschrieben und das Verhalten einigen ähnlicher Geber aus Mo-Permalloy und gewöhnlichem Permalloy mit 78 % Ni betreffend den Hysteresisfehler und die Empfindlichkeit untersucht. Es werden drei Fotogramme dargestellt, die mit dem beschriebenen, zur Kräftemessung in den Stangen der Erdölgewinnungspumpen verwendeten Apparat aufgenommen wurden.

DK 621.039.421

ŞTEFĂNEŞCU, A.:

Die physikalische Berechnung von heterogenen Atommeilern mit natürlichem Uran-Graphit (II)

Automatica şi electronica, II (1958) H. 4, S. 158—172.

Es wird die Berechnung der kristischen Dimensionen von Kernreaktoren mit naturlichem Uran—Graphit dargelegt. In einer einleitenden Darstellung werden einige, zum Verständnis des Rechenverfahrens der kritischen Dimensionen notwendige, theorische Daten gegeben.

LABORNOTEN, S. 173

CHRONIK, S. 174

REFERATE, S. 177

BESPRECHUNGEN, S. 181

BUCHBESPRECHUNGEN, S. 182

SOMMAIRE

REDACTION:

Frédéric Joliot — Curie

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 137—138.

CD 621—53

CONSTANTINESCU, P.:

L'évaluation de quelques indices de qualité à l'aide de la fonction de Liapunov

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 139—144.

En utilisant le théorème de stabilité on donne des évaluation des indices de qualité B (δ) et T (δ,ε) à l'aide de la fonction de Liapunov. On applique ces résultats aux systèmes de réglage automatique. L'application de la méthode est illustrée par des éxemples. On envisage différentes voies pour l'amélioration de l'évaluation des indices de qualité.

CD 621.373.431.2

ŢARINĂ, E. N.:

Oscillateur autobloqué d'impulsions

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 144—147.

On présente une variante nouvelle basée sur un montage fondamental du schéma d'un oscillateur autobloqué utilisé dans la technique des impulsions. On donne les relations de fonctionnement et les méthodes pour éxécuter le projet. On décrit un schéma expérimenté par l'auteur.

CD 621.316.722:621.375.3

ŞAPIRA, S.:

Stabilisateur de tension alternative reglé à l'aide de l'amplificateur magnétique

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 148—153.

On décrit le principe de fonctionnement d'un stabilisateur à amplificateur magnétique réalisé par l'auteur. On donne les données nécéssaires au projet ainsi que les performances réalisées.

CD 531.787.9

WEISSELBERG, A.:

Un nouveau schéma pour un dynamomètre magnéto-élastique

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 153—158.

L'ouvrage comprend un nouveau schéma pour un dynamomètre magnéto-élastique. On donne des détails en ce qui concerne la construction et le fonctionnement d'un détecteur sensible à la phase utilisé dans le schéma avec un pont d'impédances. On décrit la construction du traducteur en Mu-métal et on analyse le comportement des traducteurs semblables en Mo-permalloy et permalloy commun à 78 % Ni, en ce qui regarde l'erreur d'hystérèse magnétoélastique et la sensibilité. On présente trois fotogrammes obtenues à l'aide de l'appareil décrit ci-dessus, utilisé pour la mesure des efforts dans les tiges des pompes pour l'extraction du pétrole.

CD 621.039.421

ŞTEFĂNESCU, A.:

Le calcul physique des réacteurs hétérogènes uranium naturel-graphyte. (II)

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 158—172.

On présente le calcul des dimensions critiques des réacteurs à uranium naturel-graphyte. Dans une exposition introductive on donne certains éléments théoriques necesaires à la compréhension du mode de calcul des dimensions critiques.

NOTE DE LABORATOIRE, p. 173—174.
CHRONIQUE, p. 174—175.
COMPTS RENDUS, p. 177—180.
COMMENTAIRES, p. 181.
BIBLIOGRAPHIE, p. 182—184.

CONTENTS

EDITOR:

Frédéric Joliot — Curie

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 137—138

DC 621—53

CONSTANTINESCU, P.:

The evaluation of some quality indices by means of the Liapunov function

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 139—144.

Using the theorem of large stability, the evaluation of the quality indices B (δ) and T (δ,ε) is given, by means of the Liapunov function. The results are applied for the automatic control systems. Some examples are given by way of illustration. Ways for imporving the evaluation of the quality indices are also considered.

DC 621.373.431.2

TARINĂ, E. N.:

Pulsed self-blocking oscillator

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 144—147.

A new variant of oscillator is presented, based on a fundamental circuit of self blocking oscillator used in pulse techniques. Operation relations and methods of design are given. A circuit tested by the author is described.

DC 621.316.722:621.375.3

ŞAPIRA, S.:

A.C. voltage stabilizer controlled with magnetic amplifier

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 148—153.

The paper describes the principle and operation of a stabilizer with a magnetic amplifier built by the author. Data on the design and performance are given.

DC 531.787.9

WEISELBERG, A.:

A new circuit for a magneto-elastic dynamometer

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 153—153.

A new circuit for a magneto-elastic dynamometer is presented. Details are given about the design and operation of a phase-sensitive detector used in the circuit, as well as about an impedance bridge. A Mu-metal transductor is described and the performance of some similar transductors with Mo-permalloy and permalloy is discussed, regarding the magneto-elastic hysteresis and the sensibility. Three oscillographic records are presented which were obtained with the described apparatus, in the measurement of stresses in the roads of petroleum pumps.

DC 621.039.421

ŞTEFĂNESCU, A.:

Physical design of heterogenous reactors: natural uranium-graphite (II)

Automatica şi electronica, II (1958) no. 4, p. 158—172.

The design of the critical dimensions of natural uramium-graphite reactors is presented. The necessary theoretical elements are given for the understanding of the method of design.

LABORATORY NOTES, p. 173—174.
CHRONICLE, p. 174—176.
ABSTRACTS, p. 177—180.
COMENTARY, p. 181
BOOK REVIEWS, p. 182—189.

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1958

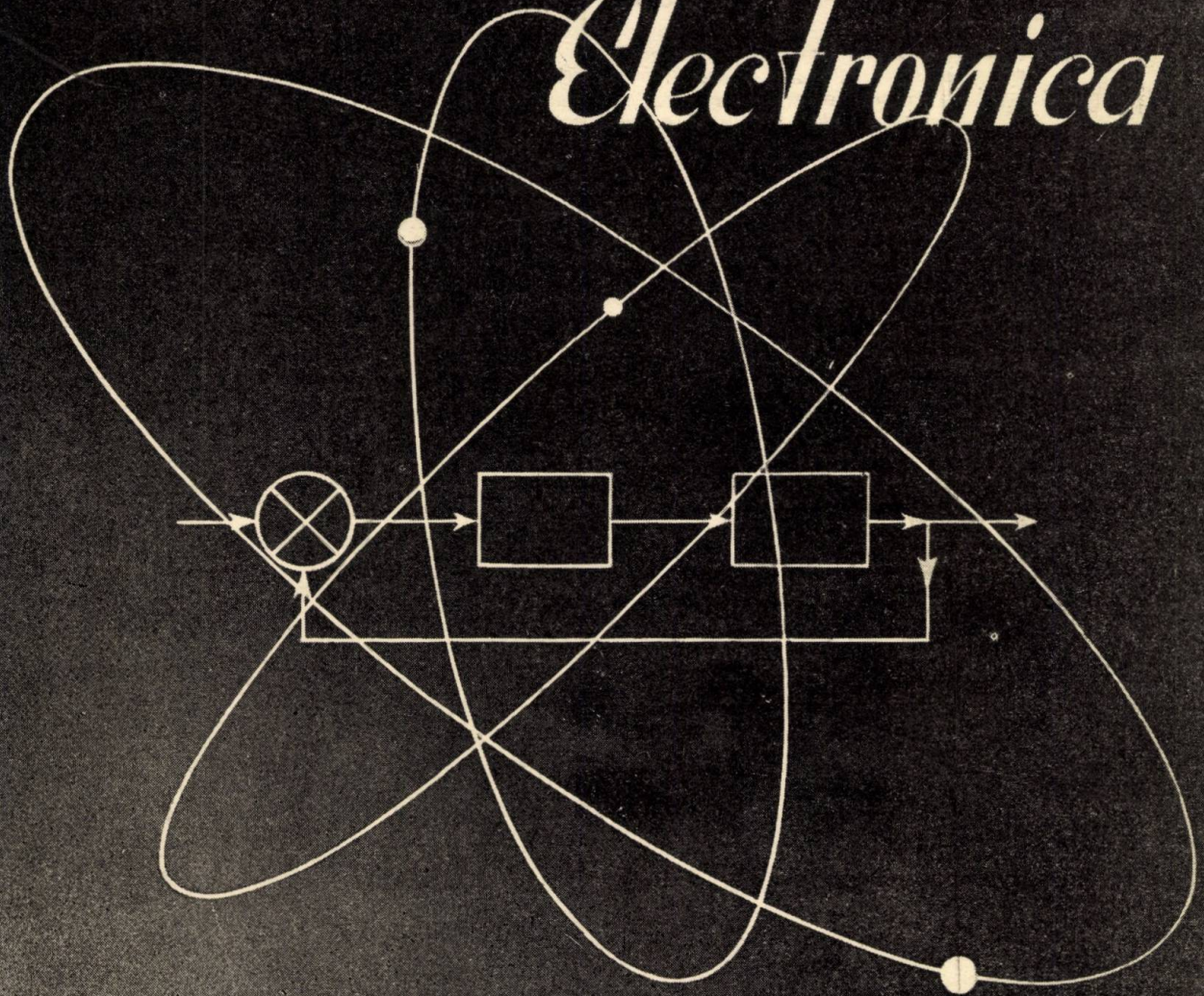
RECOMANDĂRI PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanţă generală tehnico-ştiinţifice speciale, teoretice sau experimentale şi tehnice obişnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învăţămînt, producţie, este condiţia esenţială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuţie trebuie să se refere la probleme noi şi actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde consideraţii privind eficienţa economică a soluţiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parţial, nu pot fi trimise redacţiei spre publicare.*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit problema studiată şi cadrul în care este tratată, nedepăşind 4—5 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *In introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei şi în preocupările producţiei; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuţia autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permiţînd inteligibilitatea fără dificultăţi a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstraţii voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obţinute cu indicarea limitei de valabilitate şi aplicaţiile posibile.*
8. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmaţiile luate din alte lucrări şi care nu sînt în general cunoscute.*
9. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înţelegerii raţionamentului.*
10. *Se recomandă o atenţie deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii şi exponenţii se vor scrie mai mici decît baza şi aşezaţi mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, romane, greceşti, germane etc.*
11. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît şi figuri sau tabele) speciale cît şi cele generale. Se vor indica toate datele în transcripţii originale. Pentru cărţi: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual şi tradus în paranteză), ediţia, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual şi tradus în paranteză), revista, tomul, anul, numărul, paginile.*
12. *Scrisul la maşină al articolelor este recomandat cu insistenţă exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură pagină faţă, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
13. *Nu se admite trimiterea concomitent a textului la alte publicaţii.*
14. *Articolele se trimit cu o notă însoţitoare pe adresa redacţiei. In notă se vor indica: titluri, funcţiuni, localitatea şi adresa domiciliului, număr de telefon.*
15. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituţii sau organizaţii vor purta aprobarea acestora de publicare.*
16. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură faţă de manuscris.*

„REVISTA AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. Redacţia: Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 16.78.78 — Administraţia şi Casieria: Bucureşti, Calea Victoriei nr. 118, Raion I. V. Stalin, Telefon 13.48.00. — Revista este editată de A.S.I.T. — Abonamentele se primesc la administraţia revistei, la sediile filialelor şi subfilialelor A.S.I.T. din întreaga ţară, precum şi prin responsabilii cu presa din cercurile A.S.I.T. — Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Consiliul Central A.S.I.T. 071012 D.O.C. — B.R.P.R. — Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual. Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual — Preţul unui exemplar: lei 5. Tiparul; Întreprinderea Poligrafică nr. 3. Bucureşti.

LEi 5

Automatica și Electronica



IOSHUL de documentare tehnică
BUCUREȘTI
OBMEN - СВЯЗЬ
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - СМЕНА

5

RECOMANDĂRI PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ŞTIINŢIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanţă generală tehnico-ştiinţifice speciale, teoretice sau experimentale şi tehnice obişnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învăţămînt, producţie, este condiţia esenţială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuţie trebuie să se refere la probleme noi şi actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde consideraţii privind eficienţa economică a soluţiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parţial, nu pot fi trimise redacţiei spre publicare.*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit problema studiată şi cadrul în care este tratată, nedepăşind 4—5 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *În introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei şi în preocupările producţiei; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuţia autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permiţînd inteligibilitatea fără dificultăţi a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstraţii voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obţinute cu indicarea limitei de valabilitate şi aplicaţiile posibile.*
8. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmaţiile luate din alte lucrări şi care nu sînt în general cunoscute.*
9. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înţelegerii raţionamentului.*
10. *Se recomandă o atenţie deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii şi exponenţii se vor scrie mai mici decît baza şi aşezaţi mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, romane, greceşti, germane etc.*
11. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît şi figuri sau tabele) speciale cît şi cele generale. Se vor indica toate datele în transcripţii originale. Pentru cărţi: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual şi tradus în paranteză), ediţia, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual şi tradus în paranteză), revista, tomul, anul, numărul, paginile.*
12. *Scrisul la maşină al articolelor este recomandat cu insistenţă exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură pagină faţă, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
13. *Nu se admite trimiterea concomitent a textului la alte publicaţii.*
14. *Articolele se trimit cu o notă însoţitoare pe adresa redacţiei. În notă se vor indica: titluri, funcţiuni, localitatea şi adresa domiciliului, număr de telefon.*
15. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituţii sau organizaţii vor purta aprobarea acestora de publicare.*
16. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură faţă de manuscris.*

„REVISTA AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA", organ al Asociaţiei Ştiinţifice a Inginerilor şi Tehnicienilor din R.P.R. Redacţia: Bucureşti, Str. Ion Ghica nr. 3, Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 16.78.78 — Administraţia şi Casieria: Bucureşti, Calea Victoriei nr. 118, Raion I. V. Stalin. Telefon 13.48.00. — Revista este editată de A.S.I.T. — Abonamentele se primesc la administraţia revistei, la sediile filialelor şi subfilialelor A.S.I.T. din întreaga ţară, precum şi prin responsabilii cu presa din cercurile A.S.I.T. — Instituţiile pot achita abonamentele pentru biblioteci şi cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Consiliul Central A.S.I.T. 071012 D.O.C. — B.R.P.R. — Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual Tarif pentru muncitori, tehnicieni şi ingineri: lei 30 anual — Preţul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 3. Bucureşti.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. II (1958) nr. 5 (sept. – octombr.), pag., 185 – 232

SUMAR

ȚIȚEICA, Ș. :

A doua conferință internațională a Națiunilor Unite, asupra folosirii energiei atomice în scopuri pașnice

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 185—186.

CZ 621—53

VAZACA, CHR. :

Regimul forțat și liber, staționar și tranzitoriu în sistemele automate

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 186—191.

Se expun o serie de considerații teoretice, pentru clasificarea noțiunilor regim forțat și regim liber, regim staționar și regim tranzitoriu. Se trage concluzia că termenii forțat și staționar, ca și termenii liber și tranzitoriu nu trebuie considerați sinonimi. Se arată în ce condiții un sistem liniar poate reproduce în regim staționar forma de variație a mărimii de intrare.

CZ 621.396.822

DRĂGHICESCU, P. :

Zgomotul în montaje electronice

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 191—203.

Lucrarea sintetizează cunoștințele de bază asupra zgomotelor în montaje electronice. În introducere se enunță o serie de proprietăți și definiții legate de analiza spectrală, funcții aleatorii ș.a. Apoi se expun surse de zgomot, după care se tratează creșterea zgomotului în circuite liniare și neliniare. Măsurarea zgomotului formează obiectul ultimei părți.

CZ 621.316.722.1.025 : 621.375.2/.3

DUMA, M. și ROISMAN, W. :

Stabilizatoare de tensiune alternativă cu amplificatoare magnetice și electronice

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 204—212.

După o scurtă analiză a problemei stabilizării tensiunii alternative se tratează cazul stabilizatoarelor cu circuit de reglare realizate prin îmbinarea amplificatoarelor magnetice cu cele electronice. Se insistă asupra cîtorva elemente neliniare studiate în mod special de către autori, urmărindu-se utilizarea la maximum a materialelor și pieselor curente. Se descriu două tipuri de stabilizatoare realizate în cadrul ICET.

CZ 621.316.722 : 621.375.4

POENARU, D. :

Stabilizatoare cu transistori pentru tensiuni continue joase

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 212—222.

Se expune principiul de funcționare al stabilizatorului de tensiune cu transistori, după care se trece la analiza schemelor de stabilizare cu transistori serie și derivație. Apoi se consideră puterea disipată de transistorul etajului final. În ultima parte se expune schema și construcția unui stabilizator realizat cît și datele experimentale.

CZ 550.835 : 622.323.014.2

BIRNBAUM, M. :

Sonda pentru carotaj radioactiv „neutron-neutron".

Automatica și electronica, II (1958) nr. 5, p. 222—226.

Se expune principiul și construcția unei sonde pentru carotajul radioactiv „neutron-neutron", realizată și verificată practic, pe teren.

DISCUȚII, p. 227—230.

NOTE DE LABORATOR, p. 230—231.

COMENTARII, p. 232.

Se face cunoscut celor interesaţi că A.S.I.T. pune la dispoziţie colecţii complecte pe anul 1958 din următoarele reviste: CONSTRUCŢII, TELECOMUNICAŢII, TRANSPORTURI, MINE, INDUSTRIA UŞOARĂ, INDUSTRIA LEMNULUI, AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, HIDROTEHNICA.

Deasemeni revista PETROL ŞI GAZE/1958 fără nr. 3 şi revista CHIMIE/1958 fără nr. 2.

Revistele CELULOZĂ ŞI HIRTIE pe semestrul 1/1958 şi revista PĂDURI pe semestrul 11/1958.

Colecţia completă pe un an pentru membrii ASIT ingineri şi tehnicieni costă lei 30, iar pentru întreprinderi şi instituţii lei 96. Gazeta „TEHNICA NOUĂ" lei 26 pe un an. Plata se poate face prin mandat poştal sau prin virament pe adresa: ASIT — Calea Victoriei nr. 118, Bucureşti, cont virament nr. 071.012 BRPR — DOC, telefon 14.06.24.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR-ORSZÁGOS 1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ, ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 185—232) Nr. 5, sept.—octomb. București, 1958

A doua conferință internațională a Națiunilor Unite, asupra folosirii energiei atomice în scopuri pașnice

Între 1 și 13 septembrie ale acestui an s-a ținut la Geneva cea de a doua conferință a Națiunilor Unite, dedicată aplicațiilor pașnice ale energiei atomice. Pentru a da o imagine a ritmului în care se dezvoltă acest domeniu nou al științei și al tehnicii, se impune să prezentăm cititorului o comparație sumară cu prima conferință de acest fel, ținută în 1955 tot la Geneva: Numărul comunicărilor prezentate celei de a doua conferințe este de cîteva ori mai mare decît al celor prezentate la prima conferință, iar numărul participanților a crescut în aceleași proporții. Se apreciază că numărul volumelor care vor conține documentele celei de a doua conferințe va depăși treizeci. În afară de această creștere cantitativă a volumului lucrărilor, trebuie să subliniem și o evoluție favorabilă în sensul calitativ. Una dintre trăsăturile cele mai îmbucurătoare ale primei conferințe a fost faptul că pentru prima oară au fost prezentate în fața publicului mondial o serie de rezultate științifice și de realizări tehnice, care pînă atunci fuseseră ținute secrete. Această trăsătură s-a accentuat la cea de a doua conferință, ceea ce a contribuit cu mult la realizarea unei atmosfere de colaborare internațională. În repetate rînduri s-a subliniat în mod public constatarea, că secretul asupra cercetărilor științifice nu poate duce la crearea unui monopol pentru o țară sau alta, deoarece lucrările au fost refăcute în paralel și în alte țări. În schimb, acest paralelism al lucrărilor nu are alt efect decît acela de a frîna progresul. Este greu ca, în cadrul unui scurt articol, să se poată face o analiză cît de succintă a rezultatelor conținute în cele peste trei mii de comunicări prezentate conferinței. Nu numai numărul acestor rezultate, dar și varietatea lor fac ca ele să nu poată fi cuprinse de o singură minte omenească. În cele ce urmează vom prezenta numai concluziile cele mai importante care se desprind din comunicările și rapoartele prezentate.

Una din temele cele mai importante dezbătute în cadrul conferinței a fost aceea privitoare la aspectele fizice, tehnice și economice ale energiei nucleare bazate pe reactorii de fisiune. Această temă făcuse obiectul unor dezbateri și în cadrul primei conferințe. Dar în cursul celor trei ani care s-au scurs de la această primă conferință, numărul reactorilor în funcțiune a crescut mult. În special, au intrat în funcțiune și au suportat proba exploatării cîteva mari centrale nucleare, între care merită o mențiune specială centrala siberiană de 300 MW. Experiența cîștigată în exploatarea acestor reactori permite de pe acum să se stabilească avantajele și dezavantajele, atît tehnice cît și economice, ale fiecărui tip de reactor în parte. Totuși, marile puteri constructoare de reactori declară că încă nu au stabilit tipul de reactor cel mai avantajos din toate punctele de vedere; marile centrale construite pînă acum nu au încă decît un caracter experimental. Se pare că o perspectivă interesantă este oferită de reactorii cu moderator organic. De asemenea, apare tendința de a se înlocui tecile metalice de protecție pentru combustibilul nuclear prin teci ceramice.

În afară de centralele energetice cu combustibil nuclear, energia nucleară pare să prezinte importanță pentru navigația marină și submarină. Delegația sovietică a prezentat cîteva date cu privire la spărgătorul de gheață „Lenin" care are trei reactori cu apă sub presiune. Doi dintre acești reactori, cu o putere totală de 44 000 CP, va acționa elicea acestei nave, cel de al treilea reactor fiind menținut în rezervă. Un film de scurt metraj a fost prezentat, arătînd fazele construcției spărgătorului de gheață. În privința navigației submarine trebuie menționate performanțele realizate de submarinul american „Nautilus".

În ceea ce privește aspectul economic al energiei nucleare, toată lumea a fost de acord să afirme că ea va ajunge să fie mai ieftină decît energia obținută din izvoarele clasice. În adevăr, s-au descoperit în ultimii ani rezerve uriașe de uraniu și thoriu, care depășesc de cîteva ori rezervele totale de cărbuni. De asemenea, tehnologia materialelor folosite în tehnica nucleară a făcut progrese uriașe. Dezacordul apare între reprezentanții diferitelor state atunci cînd este vorba de a stabili momentul în care energia nucleară de fisiune va fi mai avantajoasă decît energia din izvoare clasice. Acest dezacord este într-o oarecare măsură natural, deoarece condițiile economice și rezervele în diferite tipuri de izvoare de energie diferă de la o țară la alta.

Exploatarea intensă a unui număr mare de reactori a adus progrese mari și în cunoașterea cineticii și stabilității reactorilor. Informații prețioase s-au obținut chiar din cele cîteva accidente care s-au petrecut cu unii reactori. Se poate spune că astăzi există o suficientă siguranță în mînuirea reactorilor, astfel încît ei pot fi aduși mai aproape de centrele populate.

* * *

O a doua temă de mare importanță, care a fost dezbătută la conferință, este cea care privește degajarea controlată a energiei termonucleare. Cercetările în acest domeniu au început de mult în mai multe țări, dar rezultatele fuseseră pînă de curînd ținute secrete. Într-o ședința generală au fost prezentate rapoarte conținînd o privire de ansamblu asupra încercărilor de pînă acum, iar în ședințele de secție au fost prezentate comunicări asupra unor probleme mai restrînse, atît teoretice cît și experimentale. Este interesant să semnalăm că țara noastră și-a afirmat prezența în aceste dezbateri printr-o comunicare a tinerilor fizicieni CIULLI și VOICU privind o problemă de stabilitate a plasmei. Impresia generală care se desprinde din aceste comunicări este aceea că sîntem încă departe de soluția definitivă a problemei. Totuși, rezultatele de pînă acum permit să se contureze mai precis natura dificultăților și căile cele mai potrivite pentru înfrîngerea lor. Problemele cele mai grele privesc stabilizarea plasmei pentru un timp suficient de lung și evitarea pierderilor de energie. Soluțiile realizate în mașina sovietică de tip OGRA sau cea americană de tip DCX par să deschidă posibilitățile cele mai mari. Un studiu complet al diverselor posibilități este cuprins în raportul academicianului ARTIMORICI. Dacă reprezentanții diferitelor țări au fost complet de acord asupra naturii problemelor prezentate de cercetările în acest domeniu, acordul nu a mai fost realizat în ceea ce privește pronosticele asupra timpului necesar pentru rezolvarea acestor probleme: de la un minimum de 20 ani propus de cei mai optimiști s-a mers pînă la 40 ani. Semnatarul acestor rînduri crede că, dacă

atmosfera de cordială colaborare internaţională în care s-a ţinut conferinţa continuă şi mai departe, s-ar putea întîmpla ca progresul să fie mult mai rapid decît scontat. În orice caz, problemele sînt extrem de interesante pentru o mare varietate de cercetători, de la teoreticieni şi pînă la tehnicieni, aşa încît ele vor atrage nu număr din ce în ce mai mare de cercetători. O frînă însă constă în costul imens al instalaţiilor, care uneori pot să nu dea rezultatele dorite.

* * *

Ca şi la prima conferinţă, un volum important din lucrările conferinţei de anul acesta a fost dedicat variatelor aplicaţii ale isotopilor în ştiinţă, tehnică, biologie şi medicină. Este imposibil să semnalăm aici toate aceste aplicaţii. Ceea ce impresionează în primul rînd este extinderea pe care a luat-o aceste aplicaţii în marile ţări industriale. Academicianul sovietic TOPELEV a semnalat că economia Uniunii Sovietice realizează beneficii de aproximativ un miliard de ruble anual de pe urma introducerii sistematice a isotopilor mareaţi în diferite ramuri ale producţiei. Trebuie să menţionez că şi aici ţara noastră a fost prezentă printr-o comunicare asupra folosirii izotopilor în industria petrolului.

* * *

Deşi conferinţa a avut în primul rînd un caracter aplicativ pronunţat, totuşi ştiinţa pură nu a fost neglijată. S-au expus multe rezultate noi privind fizica particulelor elementare. marea majoritate a acestor rezultate sînt obţinute prin folosirea acceleratorilor uriaşi de particule. Profesorul VEKSLER a dat o scurtă descriere a celui mai mare accelerator astăzi în funcţiune, sincrofazotronul de la Dubna. D-sa a expus de asemenea şi primele rezultate obţinute cu acest accelerator, privind interacţia protonilor de mare energie cu nucleele atomice. Numărul acestor acceleratori creşte mereu : la sesiune au fost prezentate şi cercetările făcute cu un astfel de accelerator în laboratoarele CERN de la Geneva ; de asemenea, delegaţia franceză a anunţat intrarea în funcţiune a unui accelerator de mare energie la Saclay.

Deşi expuse foarte pe scurt, o senzaţie deosebită au făcut şi rezultatele obţinute cu ajutorul sateliţilor artificiali ai pămîntului. O comunicare a prof. VORNOV, prezentată de prof. PETUHOV, a confirmat faptul că la o înălţime de circa o mie de kilometri, există un strat care conţine o mare densitate de particule ionizante de mare energie. Existenţa acestui strat pune problema dacă omului îi vor fi accesibile călătoriile interplanetare.

* * *

Fără a fi avut putinţa de a da o imagine cît de cît fidelă a tuturor chestiunilor dezbătute la această conferinţă, cred că cititorul a rămas cu impresia uriaşei dezvoltări a fizicii şi tehnicii nucleare, dezvoltare care îşi iuţeşte ritmul pe zi ce trece. Problemele puse de organizarea unei astfel de conferinţe au fost imense. De data aceasta ele au fost rezolvate cu succes de către comitetul organizator, dar se pune întrebarea dacă mai este posibil să se ţină o a treia conferinţă de acest gen. Ea ameninţă să capete proporţii atît de uriaşe, încît o conlucrare efectivă pare iluzorie. Deşi hotăriri precise în această chestiune nu au fost luate, totuşi se pare că organizarea unor conferinţe cu domeniu de preocupări mai limitate ar putea fi mai operative. Bineînţeles, aceasta nu însemnează că întrunirea de care ne-am ocupat nu a fost fructuoasă şi că participanţii nu au rămas cu o profundă impresie a celor ascultate şi văzute cu acest prilej, cum şi de posibilitatea de a fi strîns relaţii personale cu specialiştii din alte ţări care se preocupă de probleme analoage cu preocupările fiecăruia.

Acad. prof. ŞERBAN ŢIŢEICA
director adjunct al Institutului de Fizică Atomică
al Academiei R.P.R.

CHRISTOFOR VAZACA*)

Regimul forţat şi liber, staţionar şi tranzitoriu în sistemele automate

CZ 621-53

În diversele lucrări şi tratate privind teoria reglării automate, se întîlnesc în mod frecvent termenii „forţat" şi „liber" sau „staţionar" şi „tranzitoriu", în legătură cu caracterizarea regimului de funcţionare a unui sistem automat, care urmează după o variaţie a mărimii de intrare sau de comandă a sistemului, sau a unei mărimi perturbatoare oarecare.

Cel care citeşte literatura tehnică străină, în diferite limbi, rămîne cu impresia sau chiar cu convingerea, că termenii „forţat" şi „staţionar" pe de o parte şi „liber" şi „tranzitoriu" pe de altă parte sînt sinonimi[1]) ; în majoritatea cazurilor, autorii manualelor sau tratatelor de teoria reglării automate nu-şi dau osteneala să definească clar şi fără ambiguitate aceste noţiuni legate de caracterizarea regimului de funcţionare al sistemului automat [1], [2].

În cele ce urmează vom arăta ce precizări se pot face în vederea definirii acestor regimuri de funcţionare şi vom trage concluzia că toţi cei patru termeni pot şi trebuie să fie utilizaţi, pentru că ei nu sînt sinonimi.

Orice regim de funcţionare a unui sistem automat se desfăşoară în conformitate cu ecuaţia de bază a sistemului, care este ecuaţia diferenţială ce leagă mărimea de ieşire a sistemului x_e — sau efectul — de mărimea de intrare a sistemului x_i — sau cauza.

Sub forma cea mai generală, ecuaţia diferenţială a unui sistem fizic liniar este :

$$a_n \frac{\mathrm{d}^n x_e(t)}{\mathrm{d}t^n} + a_{n-1} \frac{\mathrm{d}^{n-1} x_e(t)}{\mathrm{d}t^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{\mathrm{d}x_e(t)}{\mathrm{d}t} + a_0 x_e(t) = b_m \frac{\mathrm{d}^m x_i(t)}{\mathrm{d}t^m} + b_{m-1} \frac{\mathrm{d}^{m-1} x(t)}{\mathrm{d}t^{m-1}} + \ldots + b_1 \frac{\mathrm{d}x_i(t)}{\mathrm{d}t} + b_0 x_i(t) \qquad (1)$$

*) Ing. CHR. VAZACA este membru al Comisiei de Automatizare de pe lîngă Prezidiul Academiei R.P.R.

[1]) În literatura anglo-saxonă, în adevăr, prin „steady-state" sau regim staţionar se înţelege regimul forţat, iar prin „transient-state" sau regim tranzitoriu se înţelege regimul liber.

Dacă se ia transformata Laplace a ecuației (1) se obține

$$\mathfrak{L}\left[a_n \frac{\mathrm{d}^n x_e(t)}{\mathrm{d}t^n} + a_{n-1} \frac{\mathrm{d}^{n-1} x_e(t)}{\mathrm{d}t^{n-1}} + \ldots + a_1 \frac{\mathrm{d}x_e(t)}{\mathrm{d}t} + a_0 x_e(t)\right] = Q(s)\, X_e(s) - O_{x_e}(s) \quad (2)$$

în care:

$$Q(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \ldots + a_1 s + a_0 \quad (3)$$

$$O_{x_e}(s) = a_n x_e(0+) s^{n-1} + [a_n x_e^{(1)}(0+) + a_{n-1} x_e(0+)] s^{n-2} + \ldots + [a_n x_e^{(n-1)}(0+) + a_{n-1} x_e^{(n-2)}(0+) + \ldots + a_2 x_e^{(1)}(0+) + a_1 x_e(0+)]^2) \quad (4)$$

$$\mathfrak{L}\left[b_m \frac{\mathrm{d}^m x_i(t)}{\mathrm{d}t^m} + b_{m-1} \frac{\mathrm{d}^{m-1} x_i(t)}{\mathrm{d}t^{m-1}} + \ldots + b_1 \frac{\mathrm{d}x_i(t)}{\mathrm{d}t} + b_0 x_i(t)\right] = P(s) X_i(s) - O_{x_i}(s) \quad (5)$$

în care:

$$P(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \ldots + b_1 s + b_0 \quad (6)$$

$$O_{x_i}(s) = b_m x_i(0+) s^{m-1} + [b_m x_i^{(1)}(0+) + b_{m-1} x_i(0+)] s^{m-2} + \ldots + [b_m x_i^{(m-1)}(0+) + b_{m-1} x_i^{(m-2)}(0+) + \ldots + b_2 x_i^{(1)}(0+) + b_1 x_i(0+)] \quad (7)$$

Trasformata Laplace a ecuației diferențiale (1) este atunci:

$$Q(s) \cdot X_e(s) - O_{x_e}(s) = P(s) X_i(s) - O_{x_i}(s) \quad (8)$$

S-a presupus aici că mărimile x_i și x_e admit transformatele Laplace $X_i(s) = \mathfrak{L}[x_i(t)]$ și $X_e(s) = \mathfrak{L}[x_e(t)]$, ceea ce este totdeauna adevărat în cazul sistemelor fizice care fac obiectul reglării automate.

Mărimea de ieșire a sistemului, după care se face caracterizarea regimului de funcționare, rezultă din (8):

$$X_e(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \cdot X_i(s) + \frac{O_{x_e}(s) - O_{x_i}(s)}{Q(s)}. \quad (9)$$

Pentru simplificare, notăm:

$$O(s) = O_{x_e}(s) - O_{x_i}(s) \quad (10)$$

Acest polinom se poate numi polinomul condițiilor inițiale; el este nul dacă mărimea de intrare și ieșire și toate derivatele lor succesive pînă la penultima sînt nule în momentul inițial.

---

[2]) S-a notat $x_e^{(n-1)}(0+) = \frac{\mathrm{d}^{n-1} x_e(0+)}{\mathrm{d}t^{n-1}}$ valoarea derivatei de ordinul n-1 în momentul inițial $t = 0+$ al apariției mărimii de intrare.

În ce privește mărimea de intrare, dacă atît $x_i(t)$ cît și derivatele sale succesive sînt funcții continue, ea se poate exprima sub forma [3]:

$$x_i(t) = \sum_{i=1}^{\varkappa} (c_{0_i} + c_{1_i} t + \ldots + c_{r_i} t^r)\, \mathrm{e}^{\gamma_i t} \quad (11)$$

în care γ_i poate fi real sau complex.

Știind că:

$$\mathfrak{L}[t^r \mathrm{e}^{\gamma_i t}] = \frac{r!}{(s-\gamma)_i^{r+1}}$$

imaginea lui $x_i(t)$ din (11) este:

$$X_i(s) = \sum_{i=1}^{\varkappa} \left[\frac{c_{0i}}{(s-\gamma_i)} + \frac{c_{1i}}{(s-\gamma_i)^2} + \ldots + \frac{r!\, c_{r_i}}{(s-\gamma_i)^{r+1}}\right] \quad (12)$$

Se poate, deci, considera că $X_i(s)$ ia forma raportului a două polinoame:

$$X_i(s) = \frac{X_1(s)}{X_2(s)}. \quad (13)$$

Cu aceste observații, ecuația (9) devine:

$$X_e(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} \frac{X_1(s)}{X_2(s)} + \frac{O(s)}{Q(s)}. \quad (14)$$

Pentru a face transformata Laplace inversă

$$x_e(t) = \mathfrak{L}^{-1}[X_e(s)] = \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{P(s)}{Q(s)} \frac{X_1(s)}{X_2(s)}\right] + \mathfrak{L}^{-1}\left[\frac{O(s)}{Q(s)}\right] \quad (15)$$

este necesară cunoașterea rădăcinilor polinoamelor $Q(s)$ — fie $\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n$ și $X_2(s)$ — fie $\rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_r$.

Efectuînd transformarea indicată de (15), se obțin $(n+r)$ termeni corespunzători primului termen din membrul II, potrivit cu cele $n+r$ rădăcini ($\lambda_1, \lambda_2, \ldots, \lambda_n, \rho_1, \rho_2, \ldots, \rho_r$) ale numitorului $Q(s)$. $X_2(s)$ și n termeni corespunzători termenului al doilea din membrul II. Astfel (15) devine:

$$x_e(t) = \sum_{k=1}^{r} C_{f_k} \mathrm{e}^{\rho_k t} + \sum_{i=1}^{n} C_{l_i} \mathrm{e}^{\lambda_i t} + \sum_{i=1}^{n} C_{0_i} \mathrm{e}^{\lambda_i t} \quad (16)$$

în care coeficienții C_{f_k}, C_{l_i} și C_{0_i} se calculează după regulile transformării Laplace inverse:

$$C_{f_k} = \frac{P(\rho_k) \cdot X_1(\rho_k)}{Q(\rho_k)\, X_2'(\rho_k)} \quad (17)^3)$$

$$C_{l_i} = \frac{P(\lambda_i) \cdot X_1(\lambda_i)}{Q'(\lambda_i) \cdot X_2(\lambda_i)} \quad (18)^3)$$

---

[3]) S-a notat:

$$Q'(\lambda_i) = \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}s} Q(s)\right]_{s=\lambda_i} \text{ și } X_2'(\rho_k) = \left[\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}s} X_2(s)\right]_{s=\rho_k}$$

$$C_{0_i} = \frac{O(\lambda_i)}{Q'(\lambda_i)} \tag{19}$$

Dacă sistemul este stabil, rădăcinile λ_1, λ_2, ..., λ_n ale ecuaţiei caracteristice $Q(s) = 0$ — corespunzătoare ecuaţiei diferenţiale (1) — sînt toate situate în semiplanul stîng al planului s. Rezultă că ultimele două componente din (16) se anulează cu trecerea timpului; ele formează *componenta liberă* a mărimii de ieşire.

Denumirea de „liberă" se justifică prin aceea că forma de variaţie în timp a acestei componente nu este impusă de mărimea de intrare x_i, sau cauza externă, ci de structura sistemului prin rădăcinile λ_1, λ_2, ..., λ_n.

Notăm:

$$x_{e_l}(t) = x_{e_{l_n}}(t) + x_{e_{l_0}}(t) \tag{20}$$

în care:

$x_{e_{l_n}}(t)$ este componenta liberă în cazul unui *răspuns normal*, care se produce cînd $O(s) = 0$, sau cînd sistemul pleacă din repaus (fără energii acumulate în elementele sale)

$$= \sum_{i=1}^{n} C_{l_i} e^{\lambda_i t} = \sum_{i=1}^{n} \frac{P(\lambda_i) X_1(\lambda_i)}{Q'(\lambda_i) X_2(\lambda_i)} e^{\lambda_i t} \tag{21}$$

$x_{e_{l_0}}(t)$ este componenta liberă datorită condiţiilor iniţiale cuprinse în $O(s)$, sau produsă de energiile iniţiale acumulate în elementele sistemului

$$= \sum_{i=1}^{n} C_{0_i} e^{\lambda_i t} = \sum_{i=1}^{n} \frac{O(\lambda_i)}{Q'(\lambda_i)} e^{\gamma_i t} \tag{22}$$

În cazul sistemelor stabile, deoarece componenta liberă se anulează cu trecerea timpului, ea se poate denumi şi *componentă tranzitorie*. Cît timp durează componenta liberă, durează şi *regimul tranzitoriu* al sistemului automat.

Componenta întîia din (16) datorită rădăcinilor ρ_1, ρ_2, .. ρ_r ale lui $X_2(s)$ sau a polurilor lui $X_i(s)$, reprezintă *componenta forţată* a mărimii de ieşire. Denumirea de „forţată" este justificată prin faptul că forma variaţiei sale în timp este impusă de mărimea de intrare x_i,. sau cauza externă.

Notăm:

$$x_{e_f}(t) = \sum_{k=1}^{r} C_{f_k} e^{\rho_k t} = \sum_{k=1}^{r} \frac{P(\rho_k) X_1(\rho_k)}{Q(\rho_k) X_2'(\rho_k)} e^{\rho_k t} \tag{23}$$

Rădăcinile ρ_k pot fi situate oricum în planul variabilei s, aceasta depinzînd de forma de variaţie a mărimii de intrare $x_i(t)$. În tabela 1 sînt reprezentate mai multe forme pentru $x_i(t)$, împreună cu imaginea $X_i(s)$ şi configuraţia polurilor şi zerourilor sale.

De obicei, în cazurile care interesează funcţionarea stabilă a unui sistem automat, polurile ρ_k ale lui $X_i(s)$ se află în semiplanul stîng, sau pe axa imaginară sau în origine.

Cînd mărimea de intrare nu se anulează cu trecerea timpului, polurile ρ_k se află sau în origine sau pe axa imaginară, aşa cum se vede şi în tabela 1.

În acest caz, componenta forţată x_{e_f} are, ca şi mărimea de intrare, un caracter de *permanenţă* şi sistemul stabil poate atinge un *regim staţionar* sau *regim permanent*, după anularea componentei libere. Valoarea x_{e_s} de regim staţionar a mărimii de ieşire se confundă atunci cu componenta forţată:

$$x_{e_s}(t) = x_{e_f}(t). \tag{24}$$

Teoretic, regimul staţionar nu poate fi atins decît pentru $t = \infty$; practic însă componenta liberă se poate considera nulă — şi deci regimul tranzitoriu terminat — cînd valoarea ei este inferioară în orice moment unei limite alese în mod convenţional.

Din cele arătate, se explică de ce unii autori folosesc în loc de termenul „componenta forţată" termenul *„componentă staţionară"*. Acest obicei se poate considera însă condamnabil, deoarece nu totdeauna componenta forţată are un caracter de permanenţă şi poate fi denumită şi staţionară. De exemplu, în cazul unor mărimi de intrare de forma 1, 4 şi 5 din tabela 1, componenta forţată se anulează cu trecerea timpului, deci are un caracter tranzitoriu şi ar putea fi denumită componentă tranzitorie.

La fel se poate spune că este condamnabil de a denumi totdeauna „tranzitorie" componenta liberă, pentru că aceasta are caracter tranzitoriu numai la sistemele stabile. În cazul unui sistem *pseudo-stabil*, una din rădăcinile λ_i sau unul din polurile funcţiei de transfer a sistemului $Y(s) = \frac{P(s)}{Q(s)}$ se află în originea axelor planului s: în acest caz componenta liberă are un termen constant, care dă componentei libere un caracter de permanenţă şi ea ar putea fi denumită componentă staţionară.

Din aceste motive, considerăm că este preferabil să utilizăm termenii *„componenta forţată"* şi *„componentă liberă"* pentru a denumi cele două componente fundamentale ale mărimii de ieşire

$$x_e(t) = x_{e_f}(t) + x_{e_l}(n) \tag{25}$$

şi să păstrăm termenii „staţionar" şi "tranzitoriu" numai pentru a preciza dacă mărimea respectivă are un caracter permanent sau trecător.

Deoarece forma componentei forţate x_{e_f} depinde de forma mărimii de intrare, putem avea *diferite forme de regim staţionar* [2], după forma mărimii de intrare care poate produce un regim staţionar.

Cînd mărimea de intrare este constantă (cazul 6 din tabela 1 — un pol simplu în origine) putem avea un *regim staţionar constant*; cînd mărimea de intrare are o variaţie în

rampă (cazul 7 din tabela 1 — un pol dublu în origine) putem avea un *regim staţionar în rampă*; cînd mărimea de intrare are o variaţie sinusoidală (cazul 2 sau 3 tabela 1) putem avea un *regim staţionar sinusoidal* ş.a.m.d

În cazul mărimii de intrare constante, avem

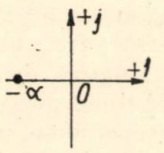
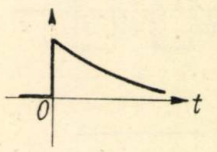
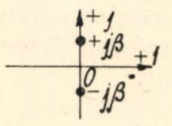
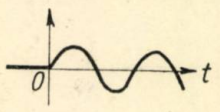
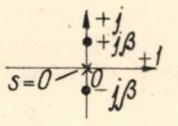
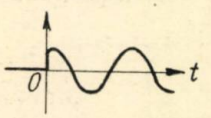
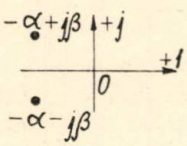
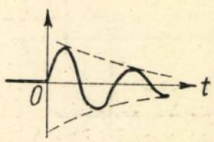
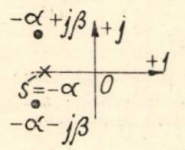
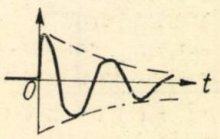
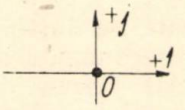
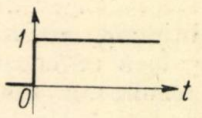
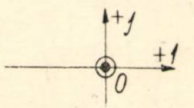
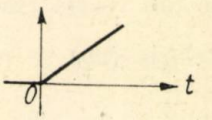
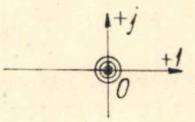
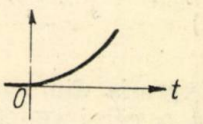
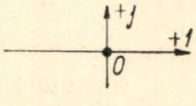
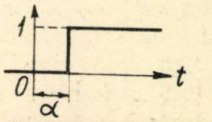
$$x_{e_s} = \lim_{t \to \infty} x_e(t) = \text{const.} \qquad (26)$$

iar expresia mărimii de ieşire în timpul regimului tranzitoriu este

$$x_e(t) = x_{e_s} + \sum_{k=2}^{r} C_{l_k} e^{p_k t} + \sum_{i=1}^{n} C_{l_i} e^{\lambda_i t} + \sum_{i=1}^{n} C_{c_i} e^{\lambda_i t} \qquad (27)$$

Tabela 1

Funcţii originale şi imagine şi corespondenţa cu configuraţia polurilor şi zerourilor

Nr. crt.	$x_i(t) = \mathfrak{L}^{-1}[x_i(s)]$	$x_i(s) = \mathfrak{L}[x_i(t)]$	τ_d	Configuraţia polurilor şi zerourilor	Reprezentarea grafică a funcţiei $x_i(t)$
1	$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{s+\alpha}$	$-\alpha$		
2	$\sin \beta t$	$\frac{\beta}{s^2+\beta^2}$	0		
3	$\cos \beta t$	$\frac{s}{s^2+\beta^2}$	0		
4	$e^{-\alpha t}\sin \beta t$	$\frac{\beta}{(s+\alpha)^2+\beta^2}$	$-\alpha$		
5	$e^{-\alpha t}\cos \beta t$	$\frac{s+\alpha}{(s+\alpha)^2+\beta^2}$	$-\alpha$		
6	$u(t)$	$\frac{1}{s}$	0		
7	t	$\frac{1}{s^2}$	0		
8	t^2	$\frac{2}{s^3}$	0		
9	$u(t-\alpha)$	$\frac{1}{s}e^{-\alpha s}$	0		

în care :

$$C_{f_i} = \frac{P(\rho_k) X_1(\rho_k)}{\rho_k Q(\rho_k) X'_{1_1}(\rho_k)} \qquad (28)$$

$$X'_{2_1}(\rho_k) = \left\{ \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}s} \left[\frac{X_2(s)}{s} \right] \right\}_{s=\rho_k}$$

iar C_{l_i} şi C_{0_i} au aceleaşi semnificaţii ca în (18) şi (19).

Să considerăm acum cazul cînd mărimea de intrare sau derivatele sale sînt discontinue pentru $t>0$, de exemplu cazul 9 din tabela 1. În acest caz, transformata Laplace a mărimii de intrare este o funcţie transcendentă. Cele arătate anterior rămîn valabile, cu singura deosebire că mărimea de ieşire nu mai reproduce, nici în regim staţionar, forma de variaţie a mărimii de intrare, deşi sistemul este liniar.

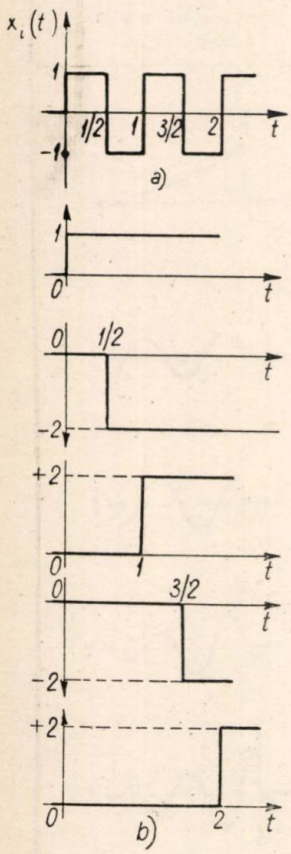


Fig. 1. Descompunerea unui semnal dreptunghiular : *a* — semnal dretunghiular ; *b* — componentele semnalului

Să presupunem că mărimea de intrare are forma din fig. 1. Transformata Laplace a acestei mărimi $x_i(t)$ este :

$$X_i(s) = \frac{1}{s} - \frac{2}{s} e^{-\frac{1}{2}s} + \frac{2}{s} e^{-s} - \frac{2}{s} e^{-\frac{3}{2}s} + \ldots \qquad (29)$$

Obţinerea acestei transformate se înţelege uşor dacă se consideră unda dreptunghiulară ca rezultanta unor semnale de forma din fig. 1, *b* şi se ţine seamă de teorema translaţiei reale din teoria transformării Laplace.

Relaţia (29) se poate scrie sub forma :

$$X_i(s) = -\frac{1}{s} + \frac{2}{s}(1 - e^{-\frac{1}{2}s} + e^{-s} - e^{-\frac{3}{2}s} + \ldots) \qquad (30)$$

Expresia din paranteză este o serie geometrică a cărei sumă este :

$$\frac{1}{1 + e^{-\frac{1}{2}s}}$$

deci (30) devine :

$$X_i(s) = \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}s}}{s(1 + e^{-\frac{1}{2}s})}. \qquad (31)$$

Funcţia (31) are o infinitate de perechi de poluri pe axa imaginară :

$$s = \pm \mathrm{j}\, 2n\pi \ldots \quad n = 1,3,5 \qquad (32)$$

şi nu are pol în origine, cum s-ar părea la prima vedere.

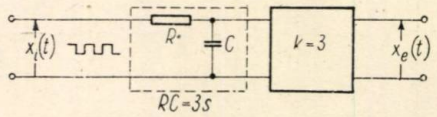


Fig. 2. Sistem liniar elementar supus la un semnal de intrare dreptunghiular.

Să găsim mărimea de ieşire a sistemului din fig. 2, cînd la intrare se aplică unda dreptunghiulară din fig. 1,*a*.

Funcţia de transfer a sistemului fiind :

$$Y(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{3}} \qquad (33)$$

mărimea de ieşire este :

$$X_e(s) = Y(s) X_i(s) = \frac{1}{s + \frac{1}{3}} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{1}{2}s}}{s\left(1 + e^{-\frac{1}{2}s}\right)} \qquad (34)$$

$X_e(s)$ ca şi $X_i(s)$ posedă o infinitate de poluri pe axa imaginară datoraţi lui $X_i(s)$ şi un pol negativ $s = -\frac{1}{3}$ provenind din $Y(s)$. Expresia $x_e(t)$ va conţine un termen de forma $Ae^{-\frac{1}{3}t}$ plus un număr infinit de termeni sinusoidali. Dacă se efectuează calculele în detaliu se găseşte [4] :

$$x_e(t) = x_{e_f}(t) + x_{e_l}(t)$$

în care :

$$x_{e_f} = \begin{cases} 3 - 3{,}25\ e^{-\frac{1}{3}t} \ldots 0 < t \leqslant \frac{1}{2} \\ -3 + 3{,}84 e^{-\frac{1}{3}t} \ldots \frac{1}{2} \leqslant t \leqslant 1 \end{cases}$$

$$x_e(t) = \begin{cases} 3(1 - e^{-\frac{1}{3}t}) \ldots 0 < t \leqslant \frac{1}{2} \\ -3 + 4{,}09\ e^{-\frac{1}{3}t} \ldots \frac{1}{2} \leqslant t \leqslant 1 \\ 0{,}25 e^{-\frac{1}{3}t} + 3 - 3{,}25\ e^{-\frac{1}{3}(t-1)} \ldots 1 \leqslant t \leqslant 1{,}5 \\ 0{,}25 e^{-\frac{1}{3}t} - 3 + 3{,}84\ e^{-\frac{1}{3}(t-1)} \ldots 1{,}5 \leqslant t \leqslant 2 \end{cases}$$

În fig. 3 s-a reprezentat componenta liberă, componenta forțată și mărimea de ieșire

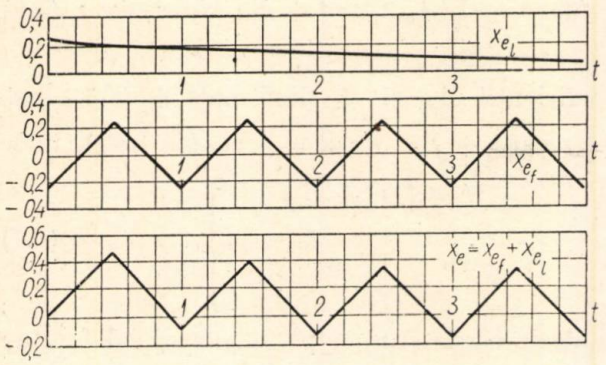


Fig. 3. Mărimea de ieșire și componentele sale la sistemul din fig. 2.

întreagă; componenta liberă este tranzitorie, componenta forțată este staționară. Mărimea de ieșire are o formă cu totul diferită de mărimea de intrare.

În toate cazurile în care mărimea de intrare introduce în expresia $X_e(s)$ a mărimii de ieșire mai mult decît o pereche de poluri pe axa imaginară, sistemul nu reproduce în regim staționar forma de variație a mărimii de intrare.

BIBLIOGRAFIE

[1] BROWN, G. S. și CAMPBELL, D. P.: *Principles of servomechanisms*. John Wiley & Sons, New-York 1948.

[2] CHESTNUT, H. și MAYER, R. W.: *Servomechanisms and regulating system design*. John Wiley & Sons, New-York 1955.

[3] SOLODOVNICOV, V.V.: *Osnovî avtomaticescovo regulirovania*. Maşghiz, Moscova 1954, p. 128.

[4] TRUXAL, J.G.: *Automatic feedback control system synthesis*. Mc Graw Hill, New-York 1955, p. 49—51.

PAUL DRĂGHICESCU*)

Zgomotul în montaje electronice

CZ 621.396.822

I. Introducere

1. *Seria Fourier.* După cum se știe, practic orice funcție periodică $f(t)$, de perioadă T poate fi descompusă într-o serie Fourier[1]):

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos \omega_n t + B_n \sin \omega_n t) \quad (1.1)$$

unde

$$\left.\begin{aligned} A_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \omega_n t \, dt \\ B_n &= \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sin \omega_n t \, dt \\ \omega_n &= n \, \omega_1 = n \frac{2\pi}{T}. \end{aligned}\right\} \quad (1.2)$$

Expresia (1.1) se mai poate pune și sub forma:

$$f(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} f_n \cos (\omega_n t + \varphi_n) \quad (1.3)$$

unde

$$\left.\begin{aligned} f_n &= \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \\ \varphi_n &= \operatorname{arctg}\left(-\frac{B_n}{A_n}\right) \end{aligned}\right\} \quad (1.4)$$

În termeni radiotehnici, o oscilație periodică complexă, de perioadă T, se descompune practic totdeauna într-o sumă infinită de oscilații simple, de perioade T/n ($n = 1, 2, \ldots$), având amplitudinile f_n și fazele φ_n.

În cele expuse s-a arătat că funcția $f(t)$ este periodică, de perioadă T. Descompunerea (1.1) sau (1.3) se aplică însă și atunci cînd funcția $f(t)$ nu este periodică, dar ne interesează dintre toate valorile ei numai cele pentru t cuprins într-un interval T, descompunerea în serie Fourier fiind valabilă în acest caz numai pentru acest interval T [2]).

Ansamblul valorilor f_n reprezintă spectrul (discret) al funcției periodice $f(t)$ (fig. 1).

2. *Integrala Fourier.* Dacă ne interesează comportarea unei funcții neperiodice $f(t)$ pentru toate valorile variabilei independente, nu numai pentru cele cuprinse într-un interval finit T rămîne să vedem ce se întîmplă cu descompunerea (1.1) dacă facem $T \to \infty$. Observăm, întîi,

---

*) Ing. P. DRĂGHICESCU, candidat în științe tehnice, este șef de laborator la Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R. și secretar al Comitetului de Energie Nucleară.

[1]) Întrucît condițiile Dirichlet, necesare și suficiente pentru această descompunere sînt totdeauna îndeplinite în cazurile în care ne interesează practic.

[2]) Pentru $-T/2 < t < T/2$, dacă vrem să aplicăm formulele (1.2) sub forma scrisă deja. Dacă $t_0 < t < t_0 + T$, atunci limitele de integrare în (1.2) sînt t_0 și $t_0 + T$.

că termenul constant A_0 dispare, întrucît $f(t)$ este presupusă absolut integrabilă:

$$\lim_{T\to\infty} A_0 = \lim_{T\to\infty} \frac{2}{T}\int_{-\frac{T}{3}}^{\frac{T}{2}} f(t)\,dt = 0,$$

Apoi, dacă înlocuim variabila discontinuă n

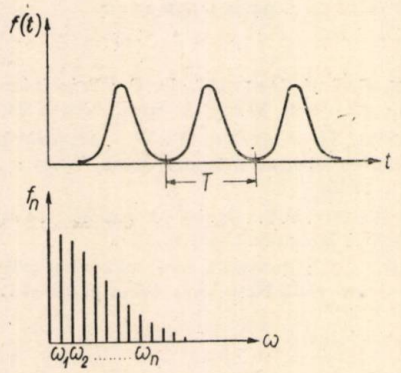


Fig. 1. O funcţie periodică de perioadă T şi spectrul ei discontinuu: $\omega_n = n\,\omega_1 = n\,(2\pi/T)$.

printr-o mărime care poate varia continuu, notînd în acest scop:

$$\Delta\omega = \omega_{n+1} - \omega_n = (n+1)\frac{2\pi}{T} - n\frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{T},$$

din relaţia (1.1) rezultă:

$$f(t) = \frac{1}{\pi}\lim_{T\to\infty}\sum_{\omega_n=\omega_1}^{\infty}\left(\frac{TA_n}{2}\cos\omega_n t + \frac{TB_n}{2}\sin\omega_n t\right)$$

Evident, cînd $T\to\infty$, $\Delta\omega\to 0$, deci putem să o înlocuim cu $d\omega$, iar suma trece în integrală. Notăm:

$$\left.\begin{aligned} A_\omega &= \lim_{T\to\infty}\frac{TA_n}{2} = \lim_{T\to\infty}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)\cos\omega t\,dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\cos\omega t\,dt \\ B_\omega &= \lim_{T\to\infty}\frac{TB_n}{2} = \lim_{T\to\infty}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t)\sin\omega\,dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\sin\omega t\,dt \end{aligned}\right\} \quad (1.5)$$

unde am pus ω în loc de ω_n. Rezultă deci:

$$f(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty (A_\omega\cos\omega t + B_\omega\sin\omega t)\,d\omega \quad (1.6)$$

coeficienţii A_ω şi B_ω fiind daţi de (1.5). Însă $A_\omega\cos\omega t + B_\omega\sin\omega t = f_\omega\cos(\omega t+\varphi_\omega)$, unde

$$\left.\begin{aligned} f_\omega &= \sqrt{A_\omega^2 + B_\omega^2}, \\ \varphi_\omega &= \operatorname{arctg}\left(-\frac{B_\omega}{A_\omega}\right) \end{aligned}\right\} \quad (1.7)$$

şi, deci, elaţia (1.6) se poate pune şi sub forma:

$$f(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty f_\omega\cos(\omega t + \varphi_\omega)\,d\omega \quad (1.8)$$

O funcţie neperiodică $f(t)$ se descompune aşa dar, cu ajutorul relaţiei (1.8), într-o sumă infinită de oscilaţii simple, de amplitudini $\frac{1}{\pi}f_\omega\,d\omega$ şi faze φ_ω, numită integrală Fourier. Mărimea f_ω/π este densitatea spectrală a amplitudinilor, sau spectrul (continuu) al funcţiei $f(t)$ (fig. 2).

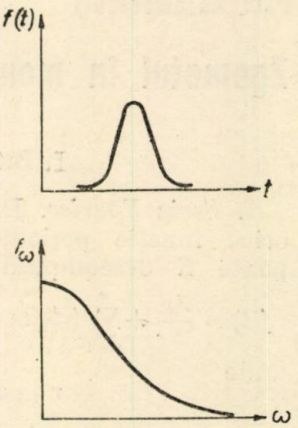


Fig. 2. O funcţie neperiodică şi spectrul ei continuu.

Se demonstrează [2] că spectrul liniar al unui impuls care se repetă periodic se înscrie în curba spectrului continuu al aceluiaşi impuls izolat aşa cum am căutat să sugerăm în fig. 1 şi 2.

3. *Interpretarea fizică a mărimii* f_ω^2. Să calculăm integrala $\int_{-\infty}^{\infty}[f(t)]^2\,dt$. Ţinînd seamă de (1.6) şi apoi de (1.5), obţinem:

$$\left.\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty}[f(t)]^2\,dt &= \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} f(t)dt\int_0^\infty (A_\omega\cos\omega t + \\ &+ B_\omega\sin\omega t)\,d\omega = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty A_\omega\,d\omega\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\cos\omega t\,dt + \\ &+ \frac{1}{\pi}\int_0^\infty B_\omega\,d\omega\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\sin\omega t\,dt = \\ &= \frac{1}{\pi}\int_0^\infty (A_\omega^2 + B_\omega^2)\,d\omega = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty f_\omega^2\,d\omega. \end{aligned}\right\} \quad (1.9)$$

Aceasta este aşa numita teoremă Rayleigh din teoria oscilaţiilor, care în teoria seriilor Fourier corespunde unei cunoscute formule a lui Parseval:

$$\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [f(t)]^2\,dt = \frac{A_0^2}{4} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{A_n^2 + B_n^2}{2}.$$

Pe baza relaţiei (1.9) putem da o interpretare fizică a mărimii f_ω^2. Presupunem, de exemplu, că $f(t)$ reprezintă tensiunea la bornele unei rezistenţe de 1 Ω. Expresia $\int_{-\infty}^{\infty} [f(t)]^2\,dt$ va fi, aşa dar, energia globală degajată în această rezistenţă în tot timpul cît acţionează $f(t)$. Valoarea acestei energii este finită, întrucît $[f(t)]^2$ este presupusă absolut integrabilă. Conform relaţiei (1.9), această energie este egală cu $\frac{1}{\pi}\int_0^{\infty} f_\omega^2\,d\omega$ şi deci f_ω^2/π este densitatea spectrală de energie, iar $\frac{1}{\pi} f^2\,d\omega$ este energia care revine porţiunii $d\omega$ din spectru. După forma funcţiei f_ω^2 se poate aprecia felul cum este distribuită energia în spectrul unei funcţii neperiodice şi, deci, cu ajutorul ei se poate alege banda de trecere a unui filtru, în concordanţă cu destinaţia pe care acesta o are.

4. *Cazul unui proces fluctuant.* Să considerăm acum că $f(t)$ este o funcţie aleatorie, adică descrie un proces fluctuant. Pentru a explica deosebirea faţă de o funcţie obişnuită, să imaginăm următoarea experienţă simplă: o serie de acumulatoare identice alimentează circuite identice, formate din cîte o rezistenţă şi un instrument de curent (fig. 3). Măsurăm curenţii în aceste circuite. Dacă instrumentele sînt puţin sensibile, rezultatul măsurătorilor este acelaşi în toate experienţele şi curentul măsurat este acelaşi: $f(t) =$ const. Dacă însă instrumentele sînt suficient de sensibile, rezultatele nu vor mai fi identice. În fig. 4 am înscris rezultatele măsurătorilor în diferite circuite. Se constată că deşi condiţiile macroscopice sînt aceleaşi în toate experienţele, totuşi curentul într-un moment dat t nu este acelaşi pe toate instrumentele. Dacă $f_1(t)$ este curentul în primul circuit, $f_2(t)$ în al doilea circuit, etc. . ., putem calcula două feluri de valori medii ale acestor curenţi:

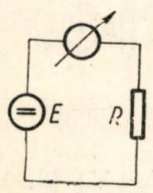


Fig. 3. Schema principială pentru ridicarea curbelor $I_n = f_n(t)$ din fig. 4.

a) medie pe timp, pe care o notăm cu $\widetilde{f_n(t)}$ şi pe care am trasat-o pe fiecare din graficele funcţiilor $f(t)$; este evident că $\widetilde{f_1(t)} = \widetilde{f_2(t)} = \ldots = \widetilde{f_n(t)}$, întrucît aceasta este tocmai valoarea pe care am măsura-o cu instrumente puţin sensibile;

b) media pe ansamblu, care se obţin din rezultatele tuturor măsurătorilor într-un aumit moment t şi se notează cu $\overline{f(t)}$. În fig. 4, *d* am trasat punctat funcţia $\overline{f(t)}$ care ar fi media pe ansamblu a funcţiei aleatorii cu $f(t)$. Funcţia $f(t)$ ar avea şi ea o medie în timp $\widetilde{f(t)}$. În

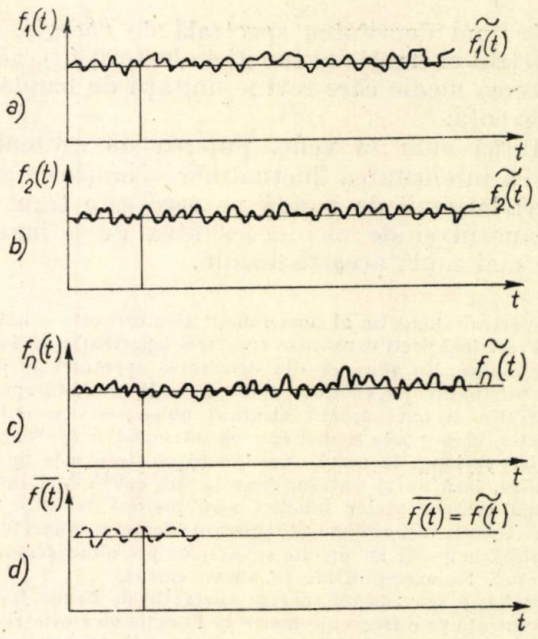


Fig. 4. Media pe timp $\widetilde{f_n(t)}$ şi media pe ansamblu $\overline{f_n(t)}$ a unei funcţii aleatorii $f_n(t)$.

particular, însă, cînd fenomenul fluctuant este staţionar (aşa cum este în cazul nostru, întrucît tensiunea E este macroscopic constantă în timp), media pe ansamblu este egală cu media în timp, astfel încît $\overline{f(t)} = \widetilde{f(t)}$. În cele ce urmează, nu ne vom ocupa decît de acest caz astfel, încît nici nu vom mai deosebi pe $\overline{f(t)}$ de $\widetilde{f(t)}$. Mai mult decît atît, se demonstrează că pentru funcţiile aleatorii staţionare, toate proprietăţile statistice, cum ar fi de exemplu mediile pe ansamblu de diferite grade, sînt independente de timp, fiind egale cu mediile respective pe timp.

5. *Media patratică a unei funcţii aleatorii.* Să considerăm media patratică $\overline{[f(t)]^2}$ a unei funcţii aleatorii staţionare. Mărimea aceasta va fi independentă de timp, după cum s-a expus anterior, şi va caracteriza intensitatea fluctuaţiilor. Dacă, spre exemplu, $f(t)$ reprezintă ca mai sus, curentul printr-o rezistenţă de 1 Ω atunci

$$\overline{[f(t)]^2} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [f(t)]^2\,dt$$

reprezintă puterea medie degajată în unitatea de timp de către această rezistenţă. Se poate arăta că şi pentru o funcţie aleatorie $f(t)$ este valabilă o formulă analogă cu teorema lui Rayleigh (1.9):

$$\overline{f(t)^2} = \frac{1}{2\pi}\int_0^\infty g(\omega)\mathrm{d}\omega = \int_0^\infty w(f)\ \mathrm{d}f, \quad (1.10)$$

$w(f)$ fiind densitatea spectrală de energie, sau spectrul energetic al funcţiei aleatorii $f(t)$, adică puterea medie care revine unităţii de bandă de frecvenţă.

După cum se vede, puterea de zgomot — adică intensitatea fluctuaţiilor — creşte cu creşterea lărgimii de bandă pe care este transmis zgomotul şi de aici necesitatea de a îngusta cît mai mult această bandă.

Spectrul energetic al unei funcţii aleatorii este o noţiune mai restrînsă decît densitatea spectrală (spectrul) unei funcţii neperiodice. În timp ce din densitatea spectrală se poate reconstitui funcţia, cu ajutorul integralei Fourier, din spectrul energetic al unei funcţii aleatorii nu se poate reconstitui funcţia, ci se poate numai calcula intensitatea fluctuaţiilor. Altfel vorbind, în cazul unei funcţii aleatorii este posibilă analiza, însă nu şi sinteza. Aceasta din cauză că luîndu-se media componentelor funcţiei s-au pierdut relaţiile între faze. Totuşi, dacă se cunoaşte spectrul energetic al unei funcţii aleatorii se poate spune cîte ceva şi despre alura generală a funcţiei. Să exemplificăm în cîteva cazuri.

În fig. 5 se vede un spectru energetic de bandă îngustă B, centrată pe o frecvenţă înaltă f_0. Funcţia aleatorie respectivă va fi compusă dintr-o oscilaţie sinusoidală de frecvenţă f_0, de amplitudine uşor fluctuantă (după o înfăşurătoare). Cu cît banda este mai îngustă, cu atît înfăşurătoarea fluctuează mai lent. Se poate arăta că înfăşurătoarea trebuie să aibe aproximativ 0,64 B maxime pe secundă.

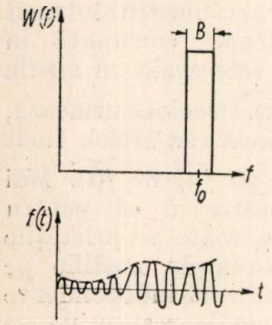


Fig. 5. Spectru energetic de bandă îngustă B, centrată pe o frecvenţă relativ mare, f_0 şi tipul de funcţie aleatorie care ar corespunde acestui spectru.

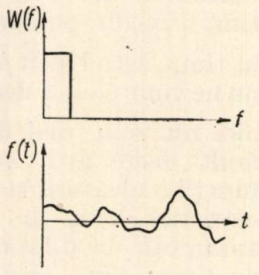


Fig. 6. Spectru energetic de joasă frecvenţă şi tipul de funcţie aleatorie corespunzătoare.

În fig. 6 se vede un spectru energetic de joasă frecvenţă. Funcţia aleatorie respectivă trebuie să fluctueze lent, fiindcă spectrul nu conţine nici o componentă de înaltă frecvenţă. Oscilaţiile sînt mai neregulate decît cele dinainte, din cauză că „înfăşurătoarea" fluctuează aproape tot atît de rapid ca însăşi „purtătoarea".

În fig. 7 se vede un spectru de bandă largă. Fluctuaţiile sînt mai repezi decît cele din fig. 6, însă gradul de neregularitate este aproximativ acelaşi. De fapt, cele două cazuri sînt practic aceleaşi, numai că s-a modificat scara timpului.

În fig. 8 se vede tipul general de spectru energetic, care poate fi împărţit, în mare, în două părţi: o regiune de joasă şi alta de înaltă frecvenţă. Regiunea de joasă frecvenţă dă fluctuaţiile lente, de amplitudine mai mare, ale funcţiei aleatorii, iar regiunea de înaltă frecvenţă dă fluctuaţiile rapide, mici, suprapuse peste variaţiile lente.

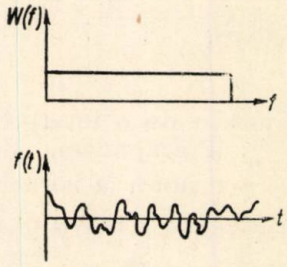


Fig. 7. Spectru energetic de bandă largă şi tipul corespunzător de funcţie aleatorie.

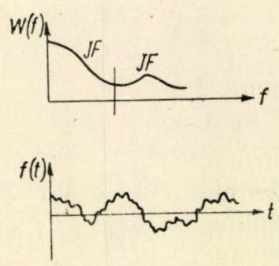


Fig. 8. Spectru energetic cu componentă mare în joasă frecvenţă şi componentă mai mare în înaltă frecvenţă. Funcţia aleatorie generală cu spectru energetic de acest tip.

II. Despre unele surse de zgomot

6. *Zgomotul Nyquist.* După cum se ştie, orice rezistenţă R, ţinută la temperatura absolută T, este o sursă de zgomot, care poate fi caracterizată fie printr-o f.e.m. în serie cu rezistenţa, fie printr-un generator de curent în paralel cu rezistenţa (fig. 9). În ambele cazuri rezistenţa trebuie apoi considerată ca fiind fără zgomot.

Dacă T este apropiată de temperatura camerei, f.e.m. din primul caz este dată de relaţia (pentru un interval de frecvenţe Δf):

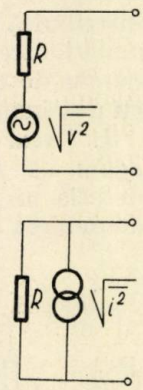


Fig. 9. Circuitul echivalent, din punctul de vedere al zgomotului, al unei rezistenţe ohmice R.

$$\sqrt{\overline{v^2}} = \sqrt{4\,kT\,R\,\Delta f} = 126{,}0\ \sqrt{R\,\Delta f}\ \ [\mu\mu\,\mathrm{V}] \quad (2.1)$$

iar intensitatea curentului dat de generatorul din al doilea caz este dată de relaţia (pentru acelaşi interval de frecvenţe Δf)

$$\sqrt{\overline{i^2}} = \sqrt{\frac{4kT\,\Delta f}{R}} = 126{,}0\ \sqrt{\frac{\Delta f}{R}}\ \ [\mu\mu\,\mathrm{A})] \quad (2.2)$$

R fiind în Ω şi Δf în Hz.

Aceste relaţii constituie teorema lui Nyquist, iar zgomotul generat în acest fel de către o rezistenţă se mai numeşte adeseori zgomot Nyquist sau zgomot termic.

Un alt mod de a caracteriza zgomotul Nyquist este cu ajutorul puterii maxime de zgomot ce se poate obţine de la sursa de putere de zgomot de mai sus, dacă sarcina este adaptată la rezistenţa internă a sursei (egală cu R). În acest

caz, puterea de zgomot ce se obţine într-un interval de frecvenţe Δf este :

$$\Delta P = \frac{1}{4}\frac{v^2}{R} = \frac{1}{4} i^2 . R = kT\Delta f = 4{,}0 . 10^{-21}\Delta f \text{ [W]} \tag{2.3}$$

Δf fiind în Hz, $T = 290°\text{K}$, $k = 1{,}38 . 10^{-23}$ joule/grad.

ΔP este independentă de R; în cele ce urmează o vom numi putere disponibilă de zgomot. Dacă comparăm cu relaţia (1.10), putem spune că mărimea kT este tocmai spectrul energetic al zgomotului Nyquist şi, deci, spectrul energetic al zgomotului Nyquist este constant, independent de frecvenţă.

Se demonstrează, mai general, că în cazul unui dipol liniar pasiv, oarecare la temperatura absolută T, dacă impedanţa internă a acestui dipol este $z(f) = R(f) + jX(f)$, spectrul energetic al zgomotului Nyquist nu mai este independent de frecvenţă. În acest caz, f.e.m. de zgomot este dată de o relaţie analogă cu (2.1)

$$\sqrt{\overline{v^2}} = \sqrt{4\,kT \cdot R\,(f) \cdot \Delta f}$$

Se pune adesea problema să adaptăm rezistenţa de ieşire R a unui cuadripol cu rezistenţa de intrare R_1 a unui al doilea cuadripol, utilizîndu-se un circuit de adaptare, cu rezistenţa R la intrare şi R_1 la ieşire. Ce se întîmplă cu zgomotul transmis de primul cuadripol ? Puterea disponibilă de zgomot cedată de primul cuadripol în intervalul de frecvenţe Δf este $kT\ \Delta f$, T fiind temperatura la care se găseşte acest cuadripol. Această putere disponibilă este transmisă mai departe celui de al doilea cuadripol, sub rezistenţa R_1. Prin urmare, din punctul de vedere al zgomotului, totul are loc ca şi cum la intrarea celui de al doilea cuadripol se găseşte conectată rezistenţa activă R_1.

7. *Zgomotul produs de antenă.* O altă sursă de zgomot este antena, care recepţionează din mediul înconjurător două feluri de zgomote : zgomote datorite mişcării termice a particulelor mediului înconjurător şi zgomote care nu sînt de natură termică, ci sînt provocate de paraziţi atmosferici sau industriali, sau sînt de origină extra terestră, provenind mai ales din anumite centre ale galaxiei.

La frecvenţe peste 300 MHz, predomină zgomotele date de fluctuaţiile termice şi în acest caz zgomotul antenei este acelaşi cu zgomotul rezistenţei de radiaţie R_A, ţinută la temperatura mediului înconjurător. La frecvenţe sub 300 MHz, încep să joace rol şi zgomotele care nu sînt de natură termică. Şi în acest caz se poate considera că zgomotul este dat de rezistenţa de radiaţie, ţinută însă la o temperatură T_A, care depinde de aşezarea punctului de recepţie, de punctul către care este dirijată antena, de frecvenţă etc., putînd ajunge la zeci de mii de grade Kelvin, la frecvenţe de ordinul 30—40 MHz.

8. *Zgomote produse de tuburile electronice.* În sfîrşit, o clasă importantă de surse de zgomot în montajele electronice o constituie tuburile electronice, din cauza naturii discrete a sarcinii electrice care se transportă în tub. Lăsînd la o parte zgomotele datorite construcţiei incorecte a tuburilor (microfonie, izolaţie proastă, etc.), trebuie luate în considerare următoarele efecte principale :

a) Efectul Schottky (Schrott-Effekt, shot-effect, drobovoi effekt) este datorit faptului că numărul de electroni care ies în intervale egale de timp din catod fluctuează în jurul unei valori medii. În cazul unei diode saturate (în care curentul nu este limitat de sarcina spaţială), fluctuaţiile de curent datorită acestui efect au intensitatea dată de relaţia :

$$\overline{i^2} = 2\ eI\ \Delta f = 3{,}20 . 10^{-19}\ I\Delta f\ [\text{A}^2] \tag{2.4}$$

unde I este curentul mediu în A. Aceasta este teorema lui Schottky. Spectrul fluctuaţiilor este şi aici constant. Teorema lui Schottky este valabilă pînă la frecvenţe aproximativ egale cu inversa timpului de tranzit al electronilor prin tub. Formula (2.4) este suficient de exactă, pentru ca diodele în regim saturat să poată servi drept etaloane pentru măsurătorile de zgomot.

În cazul limitării prin sarcină spaţială, zgomotul Schottky scade, iar formula de mai sus devine

$$\overline{i^2} = 2eiF^2\,\Delta f, \tag{2.5}$$

unde $F^2 \leqslant 1$ depinde de curentul anodic mediu, de geometria tubului, de frecvenţă (creşte la frecvenţe mari, la care trebuie luat în considerare timpul de tranzit).

Pentru tensiuni anodice nu prea mici, în locul formulei (2.5) se poate folosi şi formula următoare :

$$\overline{i^2} = (0{,}644)\ 4kT_c\,g\,\Delta f, \tag{2.6}$$

unde T_c este temperatura catodului, iar g — conductanţa diodei. Luînd $T_c = 1100°\text{K}$, iar g în mA/V, obţinem :

$$\sqrt{\overline{i^2}} = 6{,}26\sqrt{g\,\Delta f}\ [\mu\mu A] \tag{2.6'}$$

b) Efectul de sclipire a catodului este datorit variaţiilor locale ale emisiei catodului, din cauza variaţiei locale a temperaturii, a numărului de atomi străini etc. la suprafaţa catodului. Apare mai pronunţat la tuburile cu catozi cu oxizi. Dacă notăm cu i_s^2 dispersia curentului fluctuant de sclipire, s-a arătat că

$$\overline{i_s^2} = 2es^2 I\,\Delta f \tag{2.7}$$

unde I este curentul de catod, iar s^2 o constantă pentru frecvenţe peste 5—10 kHz, depinzînd de tipul tubului, de regimul catodului

etc. Sub această frecvenţă, s^2 creşte invers proporţional cu frecvenţa, la frecvenţe joase (10 Hz) ajungînd să fie cu două ordine de mărime mai mare.

Efectul de sclipire scade cu creşerea sarcinii spaţiale, mai mult chiar decît în cazul efectului Schottky. De aceea se recomandă ca tuburile din amplificatoarele de curent continuu unde acest efect este mai supărător să lucreze cu curenţi anodici mici.

c) În tuburile cu grilă de comandă, la frecvenţe foarte înalte, cînd timpul de tranzit al electronilor prin tub devine apreciabil, apare un zgomot indus pe grilă, care creşte apoi cu frecvenţa. Acest zgomot se datoreşte faptului că, la unghiuri mari de tranzit, apare un curent în grilă indus de curentul care trece prin tub. Acest curent va avea şi o componentă fluctuantă, din cauza fluctuaţiilor curentului emis de catod.

d) În tetrode şi pentode, apare un zgomot datorit repartiţiei fluctuante a fluxului de electroni între anod şi grila ecran.

e) Ionizarea haotică a restului de gaz în tub provoacă zgomot, din cauză că apare un număr fluctuant de ioni, care neutralizează sarcina electronică ce se transportă prin tub.

f) Emisiile secundare ale diferiţilor electrozi din tub, de asemenea, provoacă zgomot.

9. *Rezistenţa echivalentă de zgomot.* În mod obişnuit, proprietăţile de zgomot ale tuburilor cu grile sînt echivalente unei rezistenţe cu zgomot, pusă în serie cu grila de control, tubul fiind apoi considerat fără zgomot. În cele mai multe cazuri, rezistenţa echivalentă pe grilă a unei triode, pentru efect Schottky cu sarcina spaţială, este dată de relaţia:

$$R_{\text{ech}} = \frac{2{,}5}{S} \cdot \cdot \cdot \frac{3}{S} \ [\Omega] \qquad (2.8)$$

unde S este panta tubului în A/V. În cazul tetrodei sau pentodei, se mai adaugă fluctuaţiile datorite repartizării haotice a curentului electronic între anod şi grila ecran, aşa încît rezistenţa echivalentă pe grilă creşte

$$R_{\text{ech}} = \frac{I_a}{I_a + I_e}\left[\frac{2.5}{S} + \frac{20\ I_e}{S^2}\right] [\Omega] \qquad (2.9)$$

unde I_a şi I_e sînt curenţii medii la anod şi la grila ecran, în A, iar S — panta tubului în A/V.

Zgomotul datorit emisiei secundare, sau ionilor pozitivi poate fi, în general, neglijat.

Ca ordin de mărime, rezistenţa echiva'entă de zgomot pe grilă este de 1—2 kΩ la triode, 10—12 kΩ la pentode amplificatoare de înaltă frecvenţă, 100 kΩ la tuburi convertoare de frecvenţă. Valorile pentru fiecare tub în parte se dau în diferite cataloage.

Efectul de sclipire a catodului face ca valoarea rezistenţei echivalente, care pentru frecvenţe nu prea joase este constantă, să crească dacă coborîm cu frecvenţa sub 5—10 kHz, proporţional cu $1/f$.

Proprietăţile de zgomot ale unui tub cu grile mai pot fi echivalate unei f. e. m. de zgomot, în serie cu grila de control, tubul fiind apoi con iderat ca lipsit de zgomot. Între rezistenţa echivalentă de zgomot şi această f. e. m. există relaţia:

$$\overline{u_{\text{ech}}^2} = 4\ kTR_{\text{ech}}\ \Delta f = 1{,}60.\ 10^{-5} R_{\text{ech}}\ \Delta f \qquad (2.9)$$

R fiind în kΩ, iar u în μV. Valorile lui $\sqrt{\overline{u_{ech}^2}}$ pentru diferite tuburi sînt de asemenea date în cataloage.

În ceea ce priveşte zgomotul indus pe grilă, s-a arătat că acesta este echivalent cu zgomotul termic produs de o rezistenţă egală cu inversa conductanţei g datorită timpului finit de tranzit, ţinută la o temperatură de cinci ori mai mare decît temperatura camerei (pentru catozi cu oxizi) şi pusă în paralel pe grilă (fig. 10).

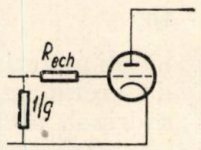


Fig. 10. Circuitul echivalent, din punctul de vedere al zgomotului, al unei triode.

În primă aproximaţie, la frecvenţe nu prea mari, zgomotele date de R_{ech} şi de g se însumează simplu, ca zgomote independente, deşi ele sînt provocate de aceiaşi electroni care trec prin tub şi deci sînt în parte coerente, dependente una de alta.

Se ştie, apoi, că pentru tuburi în care unghiul de tranzit ζ_g între catod şi grila de comandă este mult mai mare decît unghiul de tranzit între grila de comandă şi electrodul următor, conductanţa g este dată de relaţia:

$$g = \frac{1}{20} S_c \zeta_g^2 = \frac{1}{20} S_c\, \omega^2 \tau_g^2 \ .$$

unde S_c este panta curentului catodic, iar τ_g timpul de tranzit ca od-grilă.

Rezultă că putem considera că în paralel pe grilă avem o sursă de curent de zgomot

$$i_g^2 = 4k(5T)g\,\Delta f = kTS_c\ \omega^2\ \tau_g^2\ \Delta f.$$

Din analiza cazurilor concrete, se constată, în general, că zgomotul indus pe grilă poate fi neglijat numai la frecvenţe joase, sub cîţiva MHz.

După cum se ştie, inductanţa ieşirii catodului duce, la frecvenţe mari, la creşterea conductanţei de intrare a tubului. Din punctul de vedere al zgomotului însă, se arată că acest efect este neglijabil astfel, încît la calcularea lui g din formulele de mai sus se ţine seamă numai de efectul timpului de tranzit.

10. *Zgomotul produs de un oscilator generînd semnale de frecvenţă fixă.* Un oscilator electronic care generează semnale de frecvenţă fixă este totodată şi o sursă de zgomot, cu spectrul determinat de curba de rezonanţă. Problema aceasta este foarte puţin studiată în literatura de specialitate şi au fost stabilite numai unele indicaţii calitative [7] :

un circuit cu Q mare face ca oscilatorul să aibe zgomot mic ;

dacă tubul folosit are zgomot mic, zgomotul oscilatorului va fi mic ; zgomotul în oscilator este dat, mai ales, de efectul Schottky şi de fluctuaţiile de repartiţie ;

curentul de grilă excesiv duce la mărirea zgomotului oscilatorului ;

un oscilator cu circuitul oscilant în placă dă zgomot mai mare decît cu circuitul oscilant în grilă, dacă $M/L < 1$, unde L este inductanţa circuitului oscilant, iar M — inductanţa mutuală a reacţiei magnetice de la anod ;

la distanţă mare de frecvenţa de oscilaţie ω_0 a oscilatorului zgomotul variază după legea $(\omega - \omega_0)^{-2}$; este important, deci, să se aleagă frecvenţe medii mari în circuitele de mixaj ;

la distanţă mare de frecvenţa de oscilaţie ω_0 a oscilatorului, zgomotul variază după legea C^{-2}, unde C este capacitatea circuitului ; înseamnă că o capacitate mai mare în circuit dă zgomot mai mic ; aceasta este una dintre cauzele pentru care oscilatoarele cu cavităţi rezonante au zgomot mare (clistronii).

III. Trecerea zgomotului prin sisteme liniare

11. *Funcţia de transfer a unui sistem liniar.* Înainte de a trata despre trecerea zgomotului prin sisteme liniare, trebuie amintită definiţia funcţiei de transfer a unui astfel de sistem. Funcţia de transfer a unui cuadripol oarecare, pe care o notăm cu $k(jf)$, este raportul dintre amplitudinea complexă la ieşirea cuadripolului şi amplitudinea complexă la intrare. Rezultă, aşa dar, că dacă la intrarea unui cuadripol aplicăm tensiunea :

$$u(t) = E\, e^{2\pi jft},$$

la ieşire vom avea tensiunea

$$v(t) = k(jf)E\, e^{2\pi jft}.$$

Se demonstrează că, dacă la intrarea unui cuadripol acţionează tensiunea fluctuantă u de spectru $w(f)$, adică

$$\overline{u^2} = \int_0^\infty w(f)\, df,$$

la ieşire vom obţine fluctuaţii de intensitate

$$\overline{v^2} = \int_0^\infty w(f)|k(jf)|^2 df. \qquad (3.1)$$

Spectrul fluctuaţiilor la ieşire este, aşa dar, dat de $|k(jf)|^2\ w(f)$ fiind egal cu produsul patratului modulului funcţiei de transfer $k(jf)$ prin densitatea spectrală $w(f)$ la intrare.

După cum se vede din expresia (3.1) la trecerea printr-un sistem liniar, distribuţia energiei pe frecvenţe nu se schimbă, poziţia spectrului energetic pe scara frecvenţelor rămîne neschimbată. Numai intensitatea spectrului se modifică, înmulţindu-se cu patratul modulului de transfer. Aplicaţie imediată : cu sisteme liniare nu putem crea noi regiuni de spectru, adică la ieşire nu putem, obţine frecvenţe pe care să se transmită zgomot altele decît cele de la intrare. În schimb putem distruge unele regiuni ale spectrului de la intrare, luînd un cuadripol cu funcţia de transfer zero în regiunile pe care vrem să le distrugem (filtru).

12. *Raportul semnal/zgomot.* Fluctuaţiile limitează sensibilitatea diferitelor măsurători. Dacă avem de măsurat, de exemplu, un anumit semnal între două borne, între care există şi zgomot, cea mai mică putere de semnal pe care o putem măsura nu poate fi mai mică decît puterea de zgomot. De aceea, raportul semnal/zgomot este mărimea care determină sensibilitatea măsurătorii. Se poate, de exemplu, defini limita de sensibilitate a unei măsurători ca fiind acea tensiune, sau energie, aplicată la intrare, care dă la ieşire un raport semnal/zgomot = 1.

Se defineşte raportul semnal/zgomot ca fiind raportul dintre puterea disponibilă de semnal şi puterea disponibilă de zgomot, prin putere disponibilă înţelegîndu-se puterea maximă care se poate scoate de la cele două borne, adică considerînd sarcina adaptată. Dacă se lucrează cu sarcini neadaptate, puterile măsurate scad la fel, aşa încît raportul semnal/zgomot nu se schimbă.

Se mai poate defini raportul semnal/zgomot ca fiind raportul dintre patratul tensiunii eficace de zgomot, sau raportul dintre amplitudinile tensiunilor de semnal şi de zgomot. Această ultimă definiţie are dezavantaje mai ales la frecvenţe ultraînalte, unde puterile pe ghizi se măsoară relativ uşor, iar tensiunile şi curenţii mai greu. Apoi, mai trebuie ţinut seama că în mod obişnuit, chiar cînd măsurăm o tensiune sau un curent, noi măsurăm nu valori de vîrf, ci valori eficace. Şi dacă în cazul unei mărimi sinusoidale aceste două valori sînt într-o relaţie simplă, în cazul unei unde mai complicate valoarea eficace poate caracteriza puterea şi nu valoarea de vîrf.

Valorile necesare ale raportului semnal/zgomot depind de destinaţia montajelor. La transmisii muzicale, spre exemplu, raportul semnal/ zgomot ar trebui să fie de circa 1 000, la transmisia vocii 100, iar în telefonie se poate lucra şi cu 2.

13. *Factorul de zgomot.* O altă noţiune care se utilizează pentru a caracteriza proprietăţile de zgomot ale unui montaj este factorul de zgomot F. Să considerăm un cuadripol liniar, la intrarea căruia se aplică un semnal de frecvenţă f şi de putere S_0, cum şi un zgomot de bandă îngustă Δf, centrată pe f şi de putere ΔN_0. Raportul zgomot/semnal, care la intrare este $\Delta N_0/S_0$ la ieşirea cuadripolului va fi mai mare, din cauza zgomotelor produse în interiorul cuadripolului. Pentru a lua în considerare zgomotele produse în interiorul cuadripolului, se consideră prin definiţie că la ieşirea

cuadripolului avem în plus o putere de zgomot

$$\Delta M = (F-1)\ GkT\,\Delta f, \qquad (3.2)$$

dată de sursele de zgomot din interiorul cuadripolului, unde G este amplificarea în putere a cuadripolului, adică raportul dintre puterea semnalului la ieşire, cu sarcină adaptată şi puterea semnalului obţinut tot cu sarcină adaptată de la generatorul de semnal, sau de la etajul precedent. Factorul F care intră în expresia (3.2) se numeşte factor de zgomot al cuadripolului. Sau, se mai poate spune că la intrarea cuadripolului avem în plus o putere de zgomot $\Delta M/G = (F-1)kT\,\Delta f$, după care cuadripolul este considerat fără zgomot.

Să considerăm că puterea de zgomot aplicată la intrarea cuadripolului este

$$\Delta N_0 = F_0 kT\,\Delta f. \qquad (3.3)$$

În aceste condiţii să calculăm care este raportul zgomot/semnal la ieşirea cuadripolului:

$$\frac{\Delta N_1}{S_1} = \frac{\Delta N_0 G + M}{GS_0} = \frac{F_0 GkT\,\Delta f + (F-1)\,GkT\,\Delta f}{GS_0} =$$

$$= (F + F_0 - 1)\frac{kT\,\Delta f}{S_0} = \frac{F + F_0 - 1}{F_0}\,\frac{\Delta N_0}{S_0} \qquad (3.4)$$

Rezultă, deci, că raportul zgomot/semnal la ieşirea cuadripolului cu factor de zgomot F creşte de $(F+F_0-1)/F_0$ ori faţă de raportul zgomot/semnal la intrare.

Să presupunem acum că avem doi cuadripoli în cascadă. Fie F_1, F_2 factorii lor de zgomot, iar G_1, G_2 amplificările. Să calculăm factorul total de zgomot F_{12}, cînd la intrare se aplică acelaşi zgomot dat de (3.3).

Conform relaţiei (3.4), la ieşirea primului cuadripol avem puterea de zgomot

$$\Delta N_1 = (F_1 + F_0 - 1)\ G_1\ kR\,\Delta f.$$

Iar la ieşirea celui de al doilea cuadripol:

$$\Delta N_2 = [F_2 + F_1 + F_0 - 1)\ G_0 - 1]G_2\ kT\,\Delta f$$

Pe de altă parte, considerînd în bloc cei doi cuadripoli, avem:

$$\Delta N_2 = (F_{12} + F_0 - 1)\ G_1 G_2\ kT\ \Delta f.$$

Rezultă, aşa dar:

$$F_{02} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}. \qquad (3.5)$$

În mod analog, în cazul a n cuadripoli în cascadă, se obţine următoarea formulă:

$$F_{12\ldots n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \cdots +$$

$$+ \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \ldots G_1}. \qquad (3.6)$$

Din această formulă se observă că în cazul unui amplificator cu mai multe etaje, zgomotul etajelor care urmează după un etaj cu amplificare mare influenţează puţin factorul total de zgomot.

14. *Factorul integral de zgomot.* Toate cele arătate înainte despre factorul de zgomot se referă la o singură frecvenţă, sau mai bine zis la un interval îngust de frecvenţe, centrat pe frecvenţa semnalului. De cele mai multe ori însă, ne interesează factorul integral de zgomot F_i, care arată cu cît creşte raportul putere globală de zgomot/putere semnal într-un montaj oarecare.

Pentru un cuadripol oarecare, avînd factorul curent de zgomot $F(f)$ şi amplificare curentă $G(f)$, definim factorul integral de zgomot F_i cu ajutorul puterii globale de zgomot ce ia naştere în acest cuadripol, printr-o relaţie analogă cu relaţia (3.2):

$$M = \int_0^\infty (F_i - 1)G(f)\,kT\,\mathrm{d}f = (F_i - 1)\int_0^\infty G(f)k\ T\mathrm{d}f\ . \qquad (3.7)$$

Pe de altă parte:

$$M = \int_0^\infty \mathrm{d}M = \int_0^\infty [F(f) - 1]\ G(f)kT\ \mathrm{d}f,$$

astfel încît:

$$\mathrm{F}_i - 1 = \frac{\int_0^\infty [F(f) - 1]\ G(f)kT\ \mathrm{d}f}{\int_0^\infty G(f)\ kT\ \mathrm{d}f}, \qquad (3.8)$$

$$F_i = \frac{\int_0^\infty F(f)\ G(f)\ \mathrm{d}f}{\int_0^\infty G(f)\ \mathrm{d}f}. \qquad (3.9)$$

Aceasta este relaţia dintre factorul integral de zgomot şi factorul curent de zgomot al unui circuit oarecare.

În cazul a n etaje în serie, factorul integral de zgomot este dat de o expresie analogă cu (3.9)

$$F_{i\,12\ldots n} = \frac{\int_0^\infty F_{1\ldots n}\ G_1 G_2 \ldots G_n\ kT\ \mathrm{d}f}{\int_0^\infty G_1\ G_2 \ldots G_n kT\ \mathrm{d}f}. \qquad (3.10)$$

De multe ori, în calculele de puteri şi factori de zgomot este comod de lucrat cu banda dreptunghiulară echivalentă B_m, în locul benzii reale, care poate fi şi infinită. Să presupunem că caracteristica reală de frecvenţă a cuadripolului considerat mai înainte este curba *a*

din fig. 11, iar G_m este amplificarea maximă în putere. În locul expresiei (3.7), putem scrie :

$$M = (f_i - 1)\ G_m\ kTB_m \qquad (3.11)$$

unde

$$B_m = \frac{\int_0^\infty G(f)\ df}{G_m}$$

este banda echivalentă. Dreptunghiul $B_m G_m$ închide o arie egală cu aria închisă de caracteristica reală $G(f)$.

Formula (3.11) este analogă cu formula (3.2), scrisă înainte pentru o singură frecvenţă.

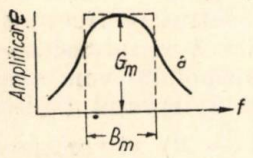


Fig. 11. Banda dreptunghiulară echivalentă B_m.

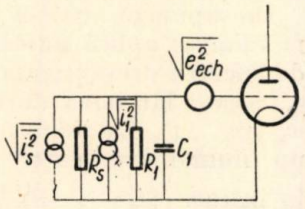


Fig.12. Circuitul echivalent, din punctul de vedere al zgomotului, intrării unui amplificator.

În acest fel, calculele şi formulele anterioare scrise pentru factori curenţi de zgomot, sînt valabile şi pentru factori totali de zgomot cu condiţia ca în loc de Δf să folosim banda dreptunghiulară echivalentă B_m.

15. *Factorul de zgomot al unui etaj de amplificare* Să calculăm factorul de zgomot al unui etaj de amplificare. Considerăm un etaj de amplificare cu un tub avînd panta S şi rezistenţa echivalentă de zgomot R_{ech}. Fie Z_1 impedanţa de intrare a etajului, pe care o presupunem formată dintr-o rezistenţă R_1, în paralel cu o capacitate C_1. Rezistenţa R_1 include rezistenţa de intrare a tubului şi pierderile circuitului de intrare. Capacitatea C_1 este compusă din capacitatea de intrare a tubului şi capacitatea circuitului de intrare . C_1 este diferită de zero dacă circuitul nu este acordat pe frecvenţa pentru care calculăm pe F.

Presupunem că aplicăm un semnal u_s de la o sursă avînd rezistenţa internă R_s. Din punctul de vedere al zgomotului schema echivalentă a intrării etajului este cea din fig. 12. Trebuie luate în considerare următoarele trei surse de zgomot :

a) Zgomotul care însoţeşte semnalul dat de generatorul de semnale. Poate fi reprezentat printr-o sursă de curent, în paralel cu R_s dată de

$$\overline{i_s^2} = n_s \cdot \frac{4\ kT\ \Delta f}{R_s},$$

unde n_s este raportul de zgomot, care ar fi egal cu 1 numai dacă generatorul de semnale ar fi compus din rezistenţe, capacităţi şi inductanţe la temperatura camerei.

b) Zgomotul rezistenţei de intrare R_1. Poate fi reprezentat tot printr-o sursă de curent, în paralel cu R_1, dată de

$$\overline{i_1^2} = n_1 \frac{4\ kT\ \Delta f}{R_1}.$$

Raportul de zgomot n_1 este diferit de unitate, de exemplu, dacă luăm în considerare că în acest zgomot intră şi zgomotul indus pe grilă.

c) Zgomotul dat de tub. Este echivalent cu o f.e.m. în serie cu grila, dată de :

$$\overline{e^2_{ech}} = 4\ kTR_{ech}\ \Delta f.$$

Întrucît curentul de ieşire este proporţional cu curentul la intrare ori impedanţa de intrare ori panta, obţinem următoarele mărimi proporţionale cu componentele curentului de zgomot la ieşire :

zgomotul generatorului de semnale :

$$\overline{a^2} = \overline{i_s^2} \left| \frac{1}{R} + \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right|^{-2} S^2$$

zgomotul rezistenţei de intrare :

$$\overline{b^2} = \overline{i_s^2} \left| \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right|^{-2} S^2$$

zgomotul tubului :

$$\overline{c^2} = 4\ kTR_{ech}\ \Delta f.\ S^2.$$

Aplicînd formula (3.4) obţinem următoarea relaţie pentru determinarea lui F :

$$\frac{F + n_s - 1}{n_s} = \frac{\overline{a^2} + \overline{b^2} + \overline{c^2}}{a^2} = 1 + \frac{n_1}{n_s}\frac{R_s}{R_1} +$$

$$+ \frac{R_s R_{ech}}{n_s} \left| \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right|^{-2} = 1 + \frac{n_1}{n_s} + \frac{R_s}{R_1} +$$

$$+ \frac{R_s R_{ech}}{n_s} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_1} \right)^2 + \frac{R_s R_{ech}}{n_s} (\omega C_1)^2 ;$$

adică :

$$F = 1 + n_1 \frac{R_s}{R_1} + R_s R_{ech} \left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_1} \right)^2 + R_s R_{ech} (\omega C_1)^2. \qquad (3.12)$$

Pentru R_s, R_1 şi R_{ech} date, F are o valoare minimă pentru $C_1 = 0$, adică dacă circuitul de intrare este acordat. În acest caz

$$F = F_t = 1 + 2\frac{R_{ech}}{R_1} + \left(n_1 \frac{1}{R_1} + \frac{R_{ech}}{R_1^2} \right) R_s + \frac{R_{ech}}{R_s}.$$

Prin urmare, F_t în funcţie de R_s este de forma :

$$F_t = A + BR_t + \frac{C}{R_t}$$

şi are un minim dacă :

$$R_s = \sqrt{C/B},$$

minimul avînd valoarea :

$$F_{min} = A + 2\sqrt{BC}.$$

Există deci, din punctul de vedere al zgomotului, o optimă valoare a rezistenţei de ieşire a generatorului de semnale. De aici, necesitatea unui transformator, sau circuit de adaptare. Evident, în mod obişnuit, adaptarea pentru factor optim de zgomot nu este şi adaptarea pentru transfer maxim de energie.

Cu ajutorul celor deduse mai înainte, putem urmări variaţia cu frecvenţa a factorului de zgomot. Am văzut că

$$F(\omega) = F_t + R_s R_{ech} (\omega C_1)^2,$$

unde ω este frecvenţa pe care facem măsurătorile, iar C. capacitatea „aparentă" a circuitului ($C_1 = 0$ pentru un circuit acordat). Formula de mai sus nu ne dă însă în mod explicit dependenţa de frecvenţă, întrucît ω şi C_1 variază împreună. Dacă notăm însă cu ω_0 —frecvenţa de acord, cu L_0 — inductanţa, iar cu C_0 — capacitatea de acord, vom avea :

$$\omega_0^2 L_0 C_0 = \omega^2 L_0 (C_0 - C_1) = 1,$$

de unde, pentru $\omega \approx \omega_0$, notînd $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$, avem :

$$C_1 = 2C_0 \frac{\Delta\omega}{\omega}$$

şi, deci, înlocuind mai sus :

$$F(\omega) = F + 4 R_s R_{ech} C_0^2 \Delta\omega^2$$

Această relaţie dă dependenţa de frecvenţă a factorului curent de zgomot.

16. *Montajele de amplificatoare cu factor redus de zgomot.* Se utilizează, de obicei, în primul etaj triode, pentru că au zgomot propriu mai mic. O triodă poate fi utilizată în etajele

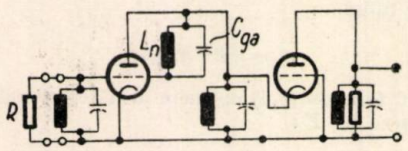


Fig. 13. Amplificator cascadă (schema principială în înaltă frecvenţă).

de amplificare în trei feluri distincte, după cum se pune la masă (în înaltă frecvenţă) catodul, grila sau anodul. Pentru un tip dat de tub, aceste trei montaje dau, aproximativ, acelaşi factor de zgomot. Dacă se utilizează un etaj de amplificare cu triodă, după care urmează etajele cu pentode, amplificarea primului etaj fiind mică, rezultă că un rol însemnat în determinarea factorului total de zgomot va juca şi factorul de zgomot al etajelor cu pentode. De aici tendinţa de a mări amplificarea primul etaj cu triode.

O cale este de a utiliza combinaţii de două etaje cu triodă. Din cele nouă moduri diferite în care se pot combina două etaje cu triodă, se afirmă [9] că cel mai avantajos, din punctul de vedere al zgomotului, este aşa numitul amplificator cascadă : un etaj cu triodă cu catodul la pămînt, după care urmează un etaj cu grila la pămînt în înaltă frecvenţă (fig. 13). Bobina L_n în paralel cu capacitatea grilă-placă C_{gp} este o bobină de neutralizare, care are drept scop îmbunătăţirea factorului de zgomot. Însă chiar la amplificatoarele cu banda centrală de amplificat 180 MHz, L_n se poate lăsa la o parte, stabilitatea păstrîndu-se în întregime, iar factorul de zgomot crescînd de la 5,5 la 8,0 db. Un asemenea amplificator cascadă are :

amplificarea unui etaj cu pentodă,

factorul de zgomot egal cu al primului etaj cu triodă,

stabilitatea unui etaj cu pentodă.

Un tub în plus aici este costul pentru obţinerea unui factor redus de zgomot. Cu ajutorul unei duble triode de calitate, cu catozi separaţi, se poate realiza acest montaj folosind un singur balon de tub.

Folosind cascada în primul etaj, au fost obţinute amplificatoarele cu factor de zgomot foarte mic indicate în tabela 1.

Tabela 1

Frecvenţa centrală MHz	F_{total}		R_s opt
	Raport	db	
6	1,06	0,25	15 000
30	1,35	1,35	2 500
180	3,5	5,5	400

Amplificarea amplificatoarelor obţinute era de circa 100 : R_s opt reprezintă rezistenţa optimă a sursei.

IV. Trecerea zgomotului prin sisteme neliniare

17. *Spectrul tensiunii fluctuante la ieşirea unui cuadripol neliniar.* Problema se complică în cazul sistemelor neliniare, întrucît în acest caz se schimbă nu numai intensitatea spectrului (ca la sisteme liniare) ci şi poziţia spectrului.

Să considerăm un sistem neliniar oarecare, un cuadripol la care tensiunea la ieşire este o funcţie neliniară a tensiunii la intrare. Un asemenea sistem are proprietatea că „amestecă" frecvenţele, iar spectrul la ieşire este mai bogat, apar noi frecvenţe care nu erau la intrare. Cu alte cuvinte, dacă spre exemplu la intrare semnalul aplicat nu avea energie repartizată în intervalul de frecvenţe între f_1 şi f_2 (nu avea componente între f_1 şi f_2), s-ar putea ca după trecerea prin sistemul neliniar el să aibe energie repartizată şi în acest interval (să capete componente în acest interval).

Presupunem că la intrarea cuadripolului neliniar se aplică numai o tensiune fluctuantă, de spectru dreptunghiular centrat pe frecvenţa f_0,[3] avînd lărgimea de bandă B şi intensitatea w_0 (fig. 14). La ieşirea cuadripolului vom avea nu numai frecvenţele din intervalul aplicat la intrare $(f_0 - \frac{1}{2} B,\ f_0 + \frac{1}{2} B)$ ci vor apare şi frecvenţe noi : sumele şi diferenţele frecvenţelor aplicate la intrare, armonicile lor de ordin superior etc.

Exemplul cel mai comun de cuadripol neliniar este detectorul, liniar sau patratic. La ieşirea detectorului nu ne interesează, de obicei, decît frecvenţele joase ; pentru eliminarea componentelor înalte, după detector se prevede totdeauna un filtru trece jos. De aceea, vom analiza şi noi numai ceea ce se întîmplă la frecvenţe joase. În acest domeniu, situaţia la ieşirea cuadripolului neliniar de mai sus este următoarea : diferenţele frecvenţelor cuprinse în spectrul de la intrare dau frecvenţe cuprinse între O şi B ; însă frecvenţele apropiate de zero apar ca diferenţe între toate perechile de frecvenţe vecine, pe cînd frecvenţele apropiate de B apar numai ca diferenţe între frecvenţele extreme ale spectrului de la intrare.

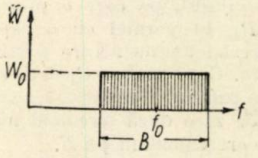


Fig. 14. Spectrul dreptunghiular echivalent al tensiunii fluctuante aplicate la intrarea unui cuadripol neliniar.

Astfel încît energia la frecvenţă zero este mai mare şi scade pe măsură ce frecvenţa creşte, ajungînd să fie zero după frecvenţe B. Spectrul la ieşirea cuadripolului neliniar (frecvenţe joase) are deci în acest caz, în mare, forma triunghiulară din fig. 15.

Calculele exacte arată că la un detector patratic spectrul la ieşire este exact triunghiular, iar un detector liniar este cu circa 10% mai mare. În ambele cazuri intensitatea spectrului

[3]) Conform celor arătate în § II, dacă acest caudripol face parte dintr-un montaj alimentat la o sursă de zgomot Nyquist, G fiind amplificarea în putere a etajelor anterioare, iar F — factorul curent de zgomot al acestor etaje, atunci $w_0 = FGkT$

la frecvenţă zero (înălţimea triunghiului) este proporţională cu w_0.

Dacă la intrarea cuadripolului neliniar pe lîngă tensiunea fluctuantă se aplică şi un semnal sinusoidal de frecvenţă f_0, vom avea de luat în considerare şi interacţiunea dintre

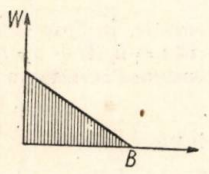


Fig. 15. Spectrul tensiunii fluctuante la ieşirea unui cuadripol neliniar, cînd la intrarea acestuia se aplică o tensiune fluctuantă avînd spectrul din fig. 14.

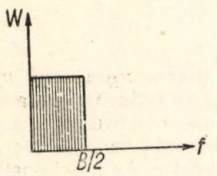


Fig. 16. Spectrul tensiunii fluctuante la ieşirea unui cuadripol neliniar în cazul cînd la intrare se aplică un semnal sinusoidal de frecvenţă f_0 şi o tensiune fluctuantă de bandă B, centrată pe f_0, semnalul fiind mult mai mare decît zgomotul.

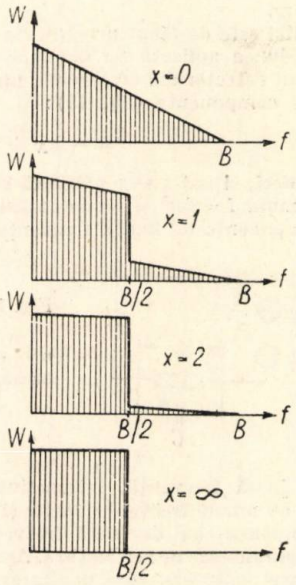


Fig. 17. Spectrul tensiunii fluctuante la ieşirea unui cuadripol neliniar în cazul cînd la intrare se aplică un semnal sinusoidal de frecvenţă f_0 şi o tensiune fluctuantă de bandă B, centrată pe f_0, pentru diferite valori ale raportului semnal/zgomot la intrare (notat cu x).

semnal şi zgomot. Presupunînd că semnalul este mult mai mare decît zgomotul, interacţiunea aceasta va predomina interacţiunea dintre componentele tensiunii fluctuante, de tipul celei discutate mai înainte. Spectrul la ieşire va fi în acest caz cel din fig. 16, întrucît interacţiunea frecvenţei f_0 este egală, probabil cu toate frecvenţele benzii B din jur.

În cazul cînd semnalul nu este atît de mare încît să putem neglija interacţiunea frecvenţelor de zgomot, spectrul la ieşire va conţine şi componenta triunghiulară şi pe cea dreptunghiulară. În fig. 17, este redat spectrul la ieşire pentru cîteva valori ale raportului semnal/zgomot la intrare (notat cu x).

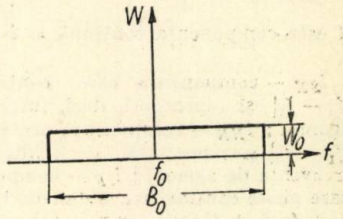
Lucrurile se complică dacă semnalul nu este pe frecvenţa centrală a benzii de zgomot, sau dacă nu este sinusoidal, ci are mai multe componente. Însă noi nu vom trata aici asemenea cazuri.

Cîteva cuvinte despre forma spectrului energetic al zgomotului la intrarea detectorului. Întrucît sursele de zgomot care pot exista într-un receptor au — după cum s-a văzut în § II — un spectru constant (cu excepţia frecvenţelor foarte joase, sau foarte înalte) spectrul energetic la intrarea detectorului, spre exemplu, are forma patratului caracteristicii de frecvenţă a etajelor liniare precedente (§ III, punctul 11). Ori, caracteristica aceasta de frecvenţă este, de obicei, ceva intermediar între un dreptunghi şi o curbă „clopot". Analiza arată că înlocuind spectrul efectiv cu un spectru dreptunghiular de suprafaţă egală, după cum s-a indicat la pct. 14, raporturile cantitative nu se schimbă decît foarte puţin. De aceea, pentru simplificare, în calcule se consideră, de obicei, că spectrul la intrarea detectorului este dreptunghiular.

18. *Metodă aproximativă de calcul a raportului semnal/zgomot.* Studiul matematic riguros al problemelor de zgomot, bazat pe teoria funcţiilor aleatorii, este destul de complicat şi de departe nu toate problemele de interes practic au căpătat o tratare matematică strict riguroasă. De aceea, în multe cazuri, mai ales dacă ne limităm la calcularea raportului zgomot/semnal la trecerea prin detectori, se poate folosi o metodă aproximativă mai elementară şi mai simplă. Metoda aceasta este dezvoltată de GUTKIN [1] şi vom da în cele ce urmează numai cîteva elemente şi cîteva rezultate pentru a ne putea face o idee asupra ei. Pentru amănunte se poate consulta lucrarea citată.

Principiul metodei constă în înlocuirea tensiunii neperiodice fluctuante reale printr-o tensiune periodică fluctuantă. Cu cît perioada acesteia din urmă este mai mare, cu atît aproximaţia care se face este mai bună. În acest fel, este posibil să se treacă de la spectrul energetic continuu la un spectru discontinuu. Şi întrucît la calcularea raportului zgomot/semnal nu ne interesează relaţiile de fază, se poate trece de la spectrul energetic la spectrul de amplitudini.

Pentru concretizare presupunem, ca mai înainte, că la intrarea unui detector se aplică un semnal sinusoidal pe frecvenţa f_0 şi o tensiune fluctuantă de spectru dreptunghiular, centrat pe f_0, lărgimea spectrului fiind B_0, iar intenstiatea w_0. În locul tensiunii fluctuante neperiodice, cu spectru continuu, am spus că luăm o tensiune fluctuantă periodică,



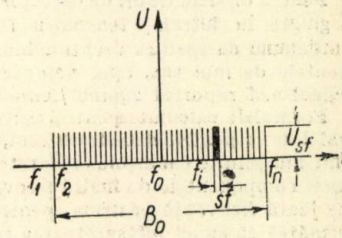


Fig. 18. Spectrul continuu al unei tensiuni fluctuante neperiodice real aplicate la intrarea unui detector şi spectrul discontinuu al tensiunii fluctuante periodice prin care se înlocuieşte tensiunea reală.

cu spectru discontinuu. Dacă perioada este T, diferenţa între frecvenţele a două componente vecine este $\delta f = 1/T$ şi cu cît T este mai mare, cu atît δf este mai mic, cu atît componentele au frecvenţe mai apropiate, iar la limită cînd $T \to \infty$ şi $\delta f \to 0$, spectrul devine continuu.

Tensiunea de zgomot este suma acestor componente Fourier:

$$u_N(t) = \sum_{i=1}^{n} U_{\delta f} \cos(2\pi f_i t + \psi_i). \qquad (4.1)$$

Aici $n = B/\delta f = BT$ este numărul componentelor în care s-a descompus spectrul tensiunii de zgomot, iar $U\delta_f$, f_i şi ψ_i sînt respectiv amplitudinea, frecvenţa şi faza componentei i ($i = 1,2,\ldots,n$). Pentru că tensiunea este fluctuantă, este necesar ca ψ_i să aibe o distribuţie haotică între 0 şi 2π. Amplitudinea $U_{\delta f}$ este legată de puterea de zgomot, pe care o exprimăm prin patratul unei tensiuni eficace U_N, în felul următor:

$$U_N^2 = n\frac{U_{\delta f}^2}{2} = \frac{U_{\delta f}^2}{2}\frac{B_0}{\delta f}.$$

Aşa încît

$$U_{\delta f} = \sqrt{2}.U_N\sqrt{\frac{\delta f}{B_0}}.$$

Însă, în cazul nostru, spectrul fiind dreptunghiular,

$$U_N^2 = \int_0^{\infty} w(f)\, df = w_0\, B_0.$$

Mai putem, deci, scrie

$$U_{\delta f} = \sqrt{2w_0\delta f}.$$

Fie acum

$$u_S(t) = U_S \cos 2\pi f_0 t$$

semnalul sinusoidal aplicat la intrarea detectorului. Tensiunea totală la intrare va fi, deci:

$$u = u_S + u_N = U_S \cos 2\pi f_0 t + U_{\delta f}\sum_{i=1}^{n}\cos(2\pi f_i t + \psi_i).$$

Să presupunem la început, spre simplificare, că detectorul este scurtcircuitat. Fie

$$i = bu^2$$

caracteristica lui. Rezultă:

$$i = b\,[U_S \cos 2\pi f_0 t + U_{\delta f}\sum_{i=1}^{n}\cos(2\pi f_i t + \psi_i)]^2.$$

Făcînd calculele, se ajunge la un rezultat de forma:

$$i = I + i_{SN} + i_{NN} + i_{IF},$$

în care:

I este componenta continuă $= b\left(\frac{1}{2}U_0^2 + \frac{1}{2}nU^2\right)$;

i_{SN} — componenta care conţine frecvenţele de tipul $|f_0 - f_i|$ şi reprezintă, deci, interacţiunea dintre semnal şi zgomot; i_{NN} — componenta care conţine frecvenţele de tipul $|f_1 - f_k|$ şi reprezintă, deci, interacţiunea dintre diferitele frecvenţe de zgomot; i_{IF} — componenta de înaltă frecvenţă, care poate conţine frecvenţele de tipul pf_0, pf_i ($p = 1,2,\ldots$), $f_0 + f_i$, $f_i + f_k$ etc; componenta aceasta nu interesează şi este lăsată la o parte.

Pentru diferite tipuri de detectori şi pentru diferite semnale regulate la intrare, tensiunea fluctuantă fiind presupusă totdeauna cu spectru dreptunghiular, se pot calcula componentele de mai sus, apoi valorile lor eficace, după care se calculează raportul zgomot/semnal.

Formulele calculate pentru detectorul scurtcircuitat rămîn valabile şi pentru detectorul real, cu sarcină (fig. 19), dacă sînt îndeplinite condiţiile obişnuite pentru un detector astfel încît componentele de înaltă frecvenţă să fie filtrate, iar cele de joasă frecvenţă păstrate, pentru ca tensiunea la ieşire să urmărească exact înfăşurătoarea tensiunii de la intrare.

Pentru aceasta:

a) impedanţa sarcinii la frecvenţele înalte cuprinse în componenta i_{IF} trebuie să fie zero, iar

b) impedanţa la frecvenţele joase cuprinse în componentele I_{SN} şi i_{NN} trebuie să fie aproximativ egală cu rezistenţa în curent continuu, adică cu R.

Cu alte cuvinte, dacă $\tau = RC$ este constanta de timp a filtrului RC de la ieşirea detectorului, trebuie să avem:

$$\frac{1}{2\pi f_0} \ll \tau \ll \frac{1}{2\pi B_0}. \qquad (4.3)$$

În aceste condiţii, putem considera că din formulele pentru curenţi se pot obţine direct formulele pentru tensiuni la ieşire.

Mai este de făcut următoarea observaţie. În lipsa sarcinii, tensiunea aplicată pe detector era $u(t) = u_S(t) + u_N(t)$. În cazul detectorului cu sarcină, însă, tensiunea aceasta va avea trei componente (fig. 19):

$$u = u_N + u_S + u_R$$

şi, deci, situaţia s-ar părea că se schimbă. Înlocuind însă în formula $i = bu^2$ şi făcînd calculele, u_N şi u_S avînd numai componente de înaltă frecvenţă, iar u_R numai componente

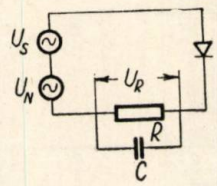


Fig. 19. Schema principală a unui detector cu sarcină:
u — semnal sinusoidal; u_N — tensiunea fluctuantă de zgomot; u_R — căderea de tensiune pe sarcină.

de joasă frecvenţă, interacţiunile dintre u_R şi u_N, u_R şi u_S au numai frecvenţe înalte şi deci nu influenţează asupra componentelor de joasă frecvenţă ale curentului la ieşire, singurele care ne interesează. Apare numai o variaţie a componentei continue, care deplasează punctul de funcţionare al diodei. Dacă însă legea $i = bu^2$ rămîne aceeaşi în această deplasare, raportul zgomot/semnal nu se schimbă.

Cu ajutorul acestei metode s-a determinat raportul zgomot/semnal pentru detectorul patratic şi liniar, la intrare aplicîndu-se tensiunea de zgomot cu spectrul dreptunghiular de lărgime B_0, centrat pe frecvenţa f_0 şi avînd tensiunea eficace U_{N0} şi semnalul sinusoidal modulat

$$u(t) = \sqrt{2}\; U_{S0}(1 + m\cos 2\pi Ft)\;\cos 2\pi ft$$

Cu eroare sub 10 %, pentru amîndouă aceste tipuri de detectori s-a găsit:

dacă banda B_1 la ieşire este îngustă $\left(B_1 \ll \frac{1}{2}B_0\right)$:

$$\frac{U_{NI}}{U_{SI}} = \frac{1}{m}\frac{U_{NO}}{U_{SO}}\sqrt{\frac{2B_1}{B_0}}\sqrt{1 + \frac{U_{NO}^2}{2U_{SO}^2}}; \qquad (4.4)$$

dacă banda la ieşire este largă $\left(B_1 \geqslant \frac{1}{2}B_0\right)$:

$$\frac{U_{Nk}}{U_{SI}} = \frac{1}{m}\frac{U_{NO}}{U_{SO}}\sqrt{1 + \frac{U_{NO}^2}{2U_{SO}^2}}. \qquad (4.5)$$

19. *Factorii de zgomot ai cuadripolilor neliniari.* Toate cele arătate la pct. 13 şi 14 despre factorii de zgomot ai cuadripolilor liniari se pot extinde şi la cuadripolii neliniari. În cazul unui cuadripol neliniar, frecvenţa semnalului nu este aceeaşi la intrare şi la ieşire. Dacă de exemplu, se calculează factorul curent de zgomot, se ia intervalul de frecvenţe Δf la aceeaşi depărtare de frecvenţa semnalului, atît la intrare, cît şi la ieşire.

Apoi, cu ajutorul relației (3.6) se poate calcula factorul curent de zgomot al unui canal cu n cuadripoli liniari și neliniari în cascadă, pentru un interval de frecvențe Δf situat la aceeași depărtare de frecvența semnalului, oricare este aceasta în diferite puncte ale canalului Cu ajutorul formulei (3.10) se poate calcula factorul integral de zgomot al unui asemenea canal. Dacă banda ultimului cuadripol este mică în comparație cu banda oricăruia dintre cuadripolii precedenți, se poate considera că numai F_n și G_n sînt funcții de frecvență, în timp ce celelalte mărimi au valori constante, corespunzînd frecvențelor pe care se transmite semnalul. Formula (3.10) devine:

$$F_{i12\ldots n} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \ldots + \frac{F_{n-1} - 1}{G_1 G_2 \ldots G_{n-2}} + \frac{F_{in} - 1}{G_1 G_2 \ldots G_{n-1}}. \qquad (4.6)$$

Această relație pentru factorul integral de zgomot este formal analogă relației (3.6) pentru factorul curent de zgomot. Trebuie avut însă în vedere că pentru primele $(n-1)$ etaje se iau factorii curenți de zgomot pentru frecvența egală cu frecvența semnalului, iar numai pentru ultimul etaj se ia factorul integral de zgomot.

V. Măsurarea zgomotului

De cele mai multe ori este vorba de făcut măsurători relative de puteri mici. Cele mai simple metode utilizabile pentru măsurarea puterilor de zgomot sînt cele care folosesc măsurarea valorilor eficace de curent (instrument cu termocuplu), sau de tensiune (instrument cu detector patratic). Puterile de zgomot fiind foarte mici, aparatura pentru măsurat zgomotul trebuie să fie foarte sensibilă și de multe ori este necesar să avem o amplificare preliminară înaintea măsurătorii propriu-zise. Zgomotele au diferență mare între valorile de vîrf și cele eficace și de aceea, pentru a evita limitarea amplitudinilor, caracteristica patratică a detectorului trebuie să se extindă pînă la valori de cel puțin trei ori valoarea eficace. Puterea de zgomot fiind fluctuantă, indicatorul de putere trebuie să filtreze fluctuațiile deci trebuie să aibe o constantă suficientă de timp. Cu cît banda sistemului este mai mică cu atît constanta aceasta de timp trebuie să fie mai mare. Se recomandă ca ea să fie puțin mai mare decît inversa benzii în Hz.

Pentru măsurarea factorului de zgomot, remarcăm în formula (3.12) că factorul de zgomot al unui etaj de amplificare nu depinde de n_s, raportul de zgomot al sursei de semnal de la intrare, ci numai de R_s, rezistența internă a sursei. Același lucru este valabil și pentru factorul global de zgomot, care ne interesează în mod deosebit. De aceea, la măsurarea factorului de zgomot, al unui cuadripol, se poate considera că $n_s = 1$ și se folosește schema din fig. 20. La intrarea cuadripolului căruia vrem să-i măsurăm factorul de zgomot F se conectează o sursă de zgomot cu diodă, avînd rezistența internă R_s egală cu a sursei de semnal pe care lucrează cuadripolul cercetat.

Să presupunem că puterea de zgomot la ieșirea cuadripolului, măsurată fără curent în dioda de zgomot, este P_1. Acesta ar fi

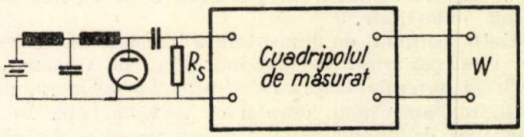


Fig. 20. Montaj pentru măsurarea factorului de zgomot al unui cuadripol:
R_S – rezistența egală cu rezistența internă a cuadripolului măsurat; W – aparat pentru măsurarea puterii de zgomot.

zgomotul în condiții normale de lucru ale amplificatorului, cînd la intrare se aplică zgomotul dat de R_s $(n_s = 1)$. Pornim apoi generatorul de zgomot și stabilim un curent I prin diodă (variind încălzirea filamentului) astfel încît la ieșire indicația puterii să fie dublă față de primul caz, $2P_1$. Factorul de zgomot se obține din următoarele considerente: dacă G este amplificarea în putere a cuadriolului, iar B_m banda dreptunghulară echivalentă, avem:

$$P_1 = FGkTB_m,$$

$$2P_1 = G\,(FkTB_m + 2eIB_m)$$

Eliminînd pe P_1, obținem:

$$F = \frac{2e}{kT} I. \qquad (4.7)$$

BIBLIOGRAFIE

[1] GUTKIN, L.S.: *Preobrazovanie sverhvisokih ciastot i detektirovanie* (cap. 6). Moscova, 1953.
[2] HARKEVICI, A. A.: *Spektri i analiz.* Moscova 1953.
[3] LAWSON, J. L. and UHLENBECK, G. E.: *Threshold signals.* Radiation Lab. Series, vol. 24. New York, 1950. Trad. în lb. rusă *Porogovie signali.* Moscova, 1952.
[4] MAXON, L.A.: *Recent advances in radio receivers.* Cambridge Univ. Press. 1949.
[5] RICE, S. O.: *A first look at randoom noise.* Amer. Instn. electr. Engrs. Transactions. part. I. Communication and Electronics. 75 (1956) p. 128–131.
[6] SPANGENBERG, K. R.: *Vacuum Tubes* (cap. 10). New-York, 1947. Trad. în lb. rusă *Vakuumnie lampi.* Moscova, 1953.
[7] ZIEL, A. van der: *Noise.* New York, 1954.
[8] GOLDMAN, S.: *Frequency Analysis, Modulation and Noise.* New York, 1948. Trad. în lb. rusă *Garmoniceschii analiz, modulația i șumi.* Moscova, 1951.
[9] WALLMAN, H., MACNEE, A. B. and GADSDEN, C. P.: *A low Noise Amplifier.* Proc. Inst. Radio Engrs. 63 (1948) 6, p. 700–708.
[10] TERMAN, F. E. and PETTIT, J. M.: *Electronic Measurements.* New York, 1952. Trad. în lb. rusă *Izmeritelnaia tehnica v elektronike.* Moscova, 1955.
[11] VALLEY, G. E. and WALLMAN, H.: *Vacuum Tube Amplifiers.* Rad. Lab. Series. New York, 1948. Trad. în lb. rusă *Lampovie usiliteli.* Moscova, 1950.

MARIO DUMA şi WILHELM ROISMAN*)

Stabilizatoare de tensiune alternativă cu amplificatoare magnetice şi electronice

CZ 621.316.722.1.025. : 621.375.3/.3

Tehnica stabilizării tensiunilor alternative nu este nouă; ea a apărut şi s-a desvoltat o dată cu creşterea vertiginoasă a producţiei şi a utilizării energiei electrice în cele mai variate domenii industriale.

Variaţia tensiunii de alimentare a instalaţiilor electromotrice, electrocalorice, electrotehnologice, de iluminat, etc. se reflectă puternic asupra regimurilor lor de lucru, asupra puterii, randamentului, duratei de serviciu, etc. În cazul instalaţiilor de automatizare, variaţia tensiunii de alimentare îngreuiază adesea funcţionarea lor corectă şi sigură. În electronică şi radiotehnică, tensiunea de alimentare afectează atît stabilitatea parametrilor de funcţionare (frecvenţă etc.), cît şi durata de serviciu a tuburilor. În tehnica măsurărilor, electrice şi electronice, alimentarea aparaturii dela surse de tensiune nestabilizată are drept consecinţă creşterea erorii indicaţiilor.

Reglarea tensiunii la agregatele producătoare de energie electrică, precum şi în anumite puncte de transformare, asigură în genere menţinerea valorii tensiunii cu o precizie satisfăcătoare pentru funcţionarea majorităţii consumatorilor de energie. Totuşi, numeroase instalaţii — şi în primul rînd trebuie amintite instalaţiile folosite în radiotehnică şi telecomunicaţii, în electronică, în automatizare şi în tehnica măsurărilor, precum şi anumite utilaje electrotehnologice — nu pot suporta, fără repercusiuni negative substanţiale, variaţiile tensiunii reglate numai în locul de producere a energiei şi în cel de transformare.

Rezolvarea radicală a problemei menţinerii constante a tensiunii cu un grad mai înalt de precizie constă în stabilizarea ei la consumator, cu alte cuvine în intercalarea între reţea şi consumator a unui dispozitiv capabil să preia variaţiile de tensiune ale reţelei şi să debiteze pe sarcină o tensiune constantă.

În decursul ultimelor decenii, în practica electrotehnică a fost introdus un număr mare de astfel de dispozitive — stabilizatoare de diferite tipuri, bazate pe principii de funcţionare deosebite.

Considerăm utilă o scurtă trecere în revistă a unor caracteristici ale stabilizatoarelor de tensiune alternativă.

În primul rînd, în timp ce noţiunea de tensiune continuă este univocă, acest lucru nu se poate afirma despre noţiunea de tensiune alternativă. Tensiunea alternativă poate fi sinusoidală sau poate conţine armonici superioare într-o anumită proporţie; la tensiunea distorsionată se poate pune problema stabilizării tensiunii eficace, medii sau de vîrf. Un factor perturbator deosebit de important în funcţionarea stabilizatoarelor de tensiune alternativă de anumite tipuri, este variaţia frecvenţei. Compararea diferitelor tensiuni, operaţie efectuată de anumite circuite ale stabilizatorului de tensiune alternativă, este îngreuiată de defazajele dintre tensiunile comparate şi de factorul de distorsiuni diferit al acestora.

În al doilea rînd, în stabilizatoarele de tensiune continuă pot fi folosite ca elemente de referinţă unele dispozitive (tuburi cu gaz, baterii etc), la care o anumită tensiune continuă este bine determinată prin proprietăţile lor fizice interne. Nu există însă dispozitive elementare cărora să le fie proprie o tensiune alternativă dată, ci doar dispozitive care într-o anumită zonă — destul de largă — de tensiuni prezintă variaţii ale unor parametri interni. Aceste variaţii pot fi eventual folosite în scopul realizării stabilizatoarelor. Ceea ce în practică — şi în cuprinsul acestui articol — se defineşte ca elemente de „referinţă" în stabilizatoarele de tensiune alternativă, sînt de fapt traductoare funcţionale, ale căror caracteristici vor fi analizate mai pe larg în cuprinsul articolului.

Trebuie remarcat că stabilizarea tensiunii alternative este de regulă necesară pentru alimentarea unor sarcini de o astfel de mărime, la care problema randamentului joacă un rol ce nu poate fi neglijat. Condiţia asigurării unui randament ridicat poate fi îndeplinită în cazul stabilizării tensiunii alternative, datorită folosirii unor organe de reglaj reactive. De altfel, şi la stabilizarea tensiunilor continue în cazul alimentării unor sarcini de putere mai mare se preferă acţionarea în circuitul de curent alternativ, înainte de redresare, folosind metode de reglare bazate pe utilizarea unor reactanţe comandate. Reglarea în curent alternativ mai prezintă şi avantajul posibilităţii stabilizării concomitente a mai multor tensiuni prin transformare intermediară (desigur, cu dependenţă mărită a tensiunilor transformate de variaţia sarcinilor respective).

Fără a proceda la analiza diferitor tipuri de stabilizatoare de tensiune alternativă, ceea ce ar depăşi cadrul acestui articol, vom arăta că dintre stabilizatoarele parametrice, singurul tip care a căpătat răspîndire în cazul unor puteri care depăşesc cîţiva waţi, este cel ferorezonat. Stabilizatoarele de acest tip au un randament destul de ridicat, stabilizează variaţii în game largi ale tensiuniii de alimentare, dar sînt sensibile la variaţiile de sarcină, dau la ieşire o tensiune foarte distorsionată si sînt extrem de sensibile la variaţiile frecvenţei tensiunii de alimentare. Orice încercare de a micşora factorul de distorsiuni sau de a compensa erorile provocate de variaţia frecvenţei accentuează puternic nestabilitatea la variaţiile de sarcină.

În ceea ce priveşte stabilizatoarele cu buclă de reglaj, cea mai răspîndită impedanţă comandată utilizată o constituie o bobină de şoc saturată de tipul amplificatorului magnetic.

Stabilizatoarele cu amplificator magnetic au un randament ridicat (pînă la 0,85—0,9), singurul lor defect substanţial fiind o anumită distorsionare a tensiunii de ieşire. Ele admit însă filtrarea în anumite limite a acestei tensiuni, fără înrăutăţirea altor performanţe.

Acest lucru se explică prin faptul că elementul de măsură al stabilizatorului poate fi conectat după filtru, direct la bornele sarcinii, astfel încît eventualele căderi de tensiune

*) Ing. M. DUMA este cercetător principal la Institutul de Cercetări Electrotehnice
Ing. W ROISMAN este cercetător la Institutul de Cercetări Electrotehnice

provocate de elementele de filtraj nu influenţează precizia stabilizării.

Utilizarea în calitate de impedanţă comandată a unui transformator conectat în serie cu sarcina şi al cărui curent secundar este comandat de tuburi electronice, constituie o metodă capabilă să asigure un factor de distorsiuni mic al tensiunii stabilizate. Prin aceasta se pierde însă cîştigul de amplificare realizat în cazul precedent de amplificatorul magnetic final, ceea ce duce la necesitatea măririi amplificării etajelor de comandă.

Acest fapt împreună cu necesitatea asigurării unei amplificări fără distorsiuni şi fără defazaje a semnalului detectorului de eroare şi a menţinerii unor anumite caracteristici de funcţionare ale tuburilor finale, complică stabilizatorul şi micşorează considerabil robusteţea părţii electronice, limitînd utilizarea stabilizatoarelor de acest tip la cazuri cu totul speciale. De asemenea, randamentul acestor stabilizatoare este mai scăzut.

Revenind la stabilizatoarele cu amplificatoare magnetice comandate, trebuie arătat că există posibilitatea utilizării unor etaje preamplificatoare tot de tip magnetic.

Stabilizatorul cuprinzînd numai amplificatoare magnetice, poate fi considerat mai robust decît stabilizatorul cu amplificator magnetic final şi preamplificatoare electronice.

În schimb, acesta din urmă oferă avantajul unei rapidităţi mult mai mari de desfăşurare a procesului tranzitoriu în cazul unor variaţii bruşte ale tensiunii sau ale sarcinii, iar la constantă de timp dată oferă avantajul posibilităţii realizării unei amplificări mult mai mari în circuitul de comandă. În afară de aceasta, la stabilizatorul prevăzut numai cu amplificatoare magnetice trecerea dela un etaj la altul se efectuează cu ajutorul unor elemente redresoare uscate, ale căror performanţe sînt — din anumite puncte de vedere — inferioare performanţelor tuburilor electronice, lucru esenţial în construcţia detectorului de eroare ; asupra acestei probleme vom mai reveni de altfel. De asemenea, amplificatoarele magnetice fiind sensibile la frecvenţa de alimentare, eroarea la variaţii de frecvenţă a unui stabilizator cu preamplificator magnetic este mai mare.

De aceea, stabilizatoarele de tensiune alternativă care conţin amplificatoare magnetice şi electronice asigură în cea mai mare măsură performanţele principale cerute dela un stabilizator : precizie, viteză de răspuns mare, simplitate, robusteţe satisfăcătoare, randament ridicat, iar în cazul alcătuirii judicioase a schemei, o dependenţă redusă de asemenea factori perturbatori ca frecvenţa, temperatura, îmbătrînirea elementelor şi posibilitatea obţinerii unei unde cu distorsiuni relativ reduse a tensiunii de ieşire.

În cazul general, un stabilizator de tensiune cu buclă de reglaj poate fi reprezentat prin schema-bloc din fig. 1.

Elementul de execuţie trebuie să fie o impedanţă variabilă sub acţiunea unei comenzi ce depinde funcţional de eroare. Acest rol, după cum s-a arătat mai sus, este foarte bine îndeplinit de amplificatoare magnetice, care reprezintă impedanţe variabile între limite foarte largi sub acţiunea unui curent continuu de valoare relativ mică ; de exemplu se poate obţine un raport maxim de ordinul 10—15 sau mai mult între impedanţele limită.

Posibilitatea de a comanda un amplificator magnetic parcurs de un curent alternativ dat, cu ajutorul unui curent continuu mult mai mic, favorizează asocierea amplificatoarelor magnetice cu cele electronice. Mărirea numărului

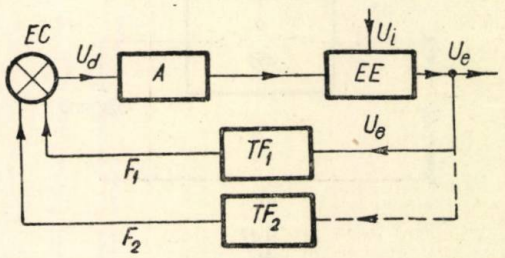


Fig. 1. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune cu buclă de reglaj.

de spire şi, deci, a rezistenţei înfăşurării de comandă, nu duce la depăşirea valorilor admisibile pentru rezistenţele din circuitele anodice ale tuburilor curente.

În cadrul lucrărilor întreprinse la I.C.E.T. în această direcţie, s-a accentuat în special asupra următoarelor deziderate în legătură cu amplificatoarele magnetice :

folosirea unor materiale indigene,

volum şi greutate minime la putere dată,

acoperirea unei game cît mai largi de variaţie a tensiunii de intrare.

Celelalte condiţii care pot fi impuse în mod curent amplificatoarelor magnetice, de exemplu : constantă de timp mică, coeficient de amplificare în putere mare, prag de sensibilitate scăzut etc., au fost lăsate pe plan secundar. Justificarea acestui punct de vedere este legată de avantajele, descrise mai sus, ale montajelor combinate de amplificatoare magnetice şi electronice.

Amplificatoarele magnetice pentru cele două stabilizatoare realizate la I.C.E.T. au fost construite plecînd dela aceste premize.

Trecînd la circuitul de sarcină, trebuie arătat că legarea amplificatoarelor magnetice în raport cu sarcina se poate face în general în 2 feluri : în montaj serie (fig. 2, *a*) şi în montaj aşa-zis diferenţial (fig. 2, *b*).

Principalul avantaj al montării în serie este acela că domeniul de variaţie al tensiunii de intrare, pentru care are loc stabilizarea (gama de stabilizare), este foarte larg. De asemenea, se evită o serie de complicaţii legate de prezenţa autotransformatorului (*AT*). În schimb, este necesar un transformator de reţea ridicător, dimensionat la întreaga putere a stabilizatorului.

În cazul montării diferenţiale a amplificatorului magnetic, acesta nu face parte direct din circuitul de sarcină. El determină valoarea curentului din ramura derivată care conţine porţiunea inferioară a autotransformatorului. Prin intermediul acestuia, el influenţează şi asupra valorii tensiunii din circuitul de sarcină. Acest sistem prezintă următoarele avantaje ;

volumul şi greutatea amplificatorului magnetic scad. Aceasta se datorează faptului că amplificatorul magnetic

nu mai este parcurs de curentul de sarcină, ci de un curent derivat, care poate fi mult mai mic.

transformatorul de reţea, dimensionat la întreaga putere de sarcină, este înlocuit cu un autotransformator, ale cărui dimensiuni sînt mai mici.

forma de undă rezultantă este mult mai apropiată de sinu soidă, datorită faptului că sursa de distorsiuni (amplificatorul magnetic) nu se află în circuitul de sarcină.

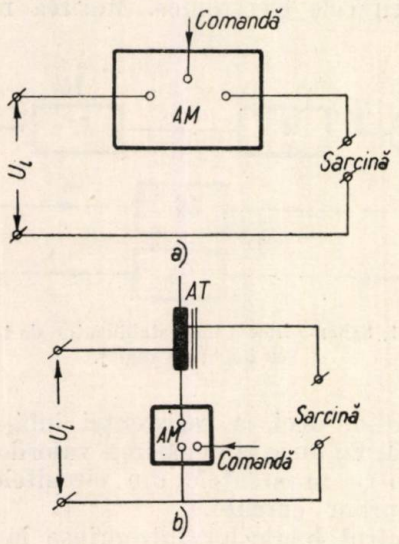


Fig. 2. Modurile de legare a amplificatoarelor magnetice în raport cu sarcina.

În schimb, intervin complicaţii provocate de faptul că raportul de transformare al autotransformatorului trebuie reglat astfel încît să aibe o valoare optimă, care însă depinde mult de valoarea sarcinii şi de cos φ.

Elementul de comparaţie este ansamblul în care se face compararea a două mărimi : una dintre ele depinde funcţional de tensiunea de eşire a stabilizatorului, cealaltă este mărimea de referinţă. Rezultatul acestei comparări este eroarea, care — în ultima analiză — va acţiona asupra elementului de execuţie.

Mărimea $F_1 = f_1(U_e)$, dependentă funcţional de tensiunea de eşire, este furnizată de traductorul funcţional TF_1, care trebuie să aibe caracteristica de transfer cît mai neliniară, de tipul celei din fig. 3, *a*. Mărimea de referinţă se obţine fie dela un element independent (de ex. o baterie în cazul în care compararea are loc după o prealabilă trecere în curent continuu), fie tot printr-un traductor funcţional (TF_2 dela eşirea stabilizatorului [$F_2 = f_2(U_e)$], cazul reprezentat în fig. 1 prin linie punctată. În acest scop TF_2 trebuie să aibă, caracteristică de tipul celei din fig. 3, *b*, sau o caracteristică liniară, dacă TF_1 are o nelinearitate suficient de pronunţată.

Problemele cele mai dificile şi delicate apar în legătură cu elementul neliniar TF_1. Acesta trebuie să fie elementul cel mai stabil şi mai sigur, deoarece variaţiile lui au cele mai mari repercusiuni asupra tensiunii stabilizate. Ca atare, el trebuie să satisfacă condiţii de stabilitate la temperatură, frecvenţă, vibraţii şi şocuri mecanice, cîmpuri parazite, în timp etc. Aceste condiţii sînt relativ puţin şi superficial tratate în literatura de specialitate; de asemenea, uneori se indică performanţe exagerate în scopuri de reclamă. Cele spuse se referă în special la problema stabilităţii în timp, care — în majoritatea cazurilor — este complet trecută sub tăcere [3], [4], [5], [8], [9]. Aceste probleme sînt extrem de importante în cazul aparaturii destinate să lucreze în complexele de automatică şi telemecanică, complexe care trebuie să prezinte o siguranţă deosebită şi să nu pretindă verificarea la intervale de timp mici a valorii tensiunii stabilizate.

O altă problemă care se pune în legătură cu alegerea elementului neliniar TF_1 este aceea a distorsiunilor. Tensiunea stabilizată este puternic şi variabil distorsionată (de exemplu, fără filtrare, factorul de distorsiuni poate fi de ordinul a 30—45%). Filtrînd cît mai bine tensiunea stabilizată, se pot obţine distorsiuni foarte mici (pînă la cîteva procente). Filtrarea peste anumite limite devine neeconomică sau chiar imposibilă. Cauzele sînt :

bobinele de şoc de filtraj devin prea mari şi grele,

capacitatea de filtraj, la 50 Hz, poate fi considerată în paralel cu sarcina. Dacă valoarea ei este prea mare, ea modifică în aşa fel factorul de putere, încît acesta poate deveni chiar capacitiv. În felul acesta stabilizarea devine foarte dificilă, deoarece impedanţa variabilă, care preia variaţiile de tensiune, este de natură inductivă. S-a arătat deci că tensiunea stabilizată va avea totuşi oarecari distorsiuni. În cazul acesta, cînd stabilizarea valorii eficace este perfectă, valorile medii, respectiv de vîrf, nu vor mai fi la fel de stabile, mai ales ţinînd seama de faptul că distorsiunile sînt variabile, ele depinzînd de punctul de funcţionare al amplificatorului magnetic. Din această cauză, destinaţia stabilizatorului influenţează alegerea elementului neliniar. De ex.; pentru alimentarea filamentelor unui complex de aparate, este avantajos ca elementul neliniar să reacţioneze la valoarea eficace, adică.

$$F_1 = f_1(U_{e\,ef}).$$

Dintre elementele neliniare, recomandate

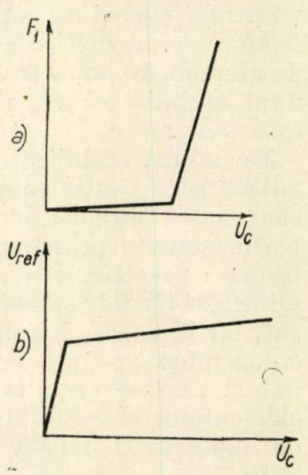


Fig. 3. Caracteristicile de transfer ale traductoarelor funcţionale TF_1 şi TF_2.

în literatura de specialitate pentru stabilizatoarele de tensiune alternativă, se remarcă în special diodele saturate (tuburi electronice cu încălzire directă funcţionînd cu filamentul subîncălzit şi în regim de saturaţie anodică). Lucrînd cu rezistenţe mari în circuitul anodic, se poate obţine o neliniaritate foarte pronunţată şi o amplificare de tensiune de ordinul miilor, faţă de variaţiile tensiunii de filament. Elementele

neliniare de acest fel sînt sensibile la valoarea eficace a tensiunii alternative şi furnizează o tensiune continuă variabilă, ceea ce este foarte comod la majoritatea schemelor utilizate. De asemenea, constanta de timp este mică (de ordinul zecimilor de secundă).

Chiar şi cele mai curente tuburi cu încălzire directă, dau — din acest punct de vedere — rezultate bune. În fig. 4

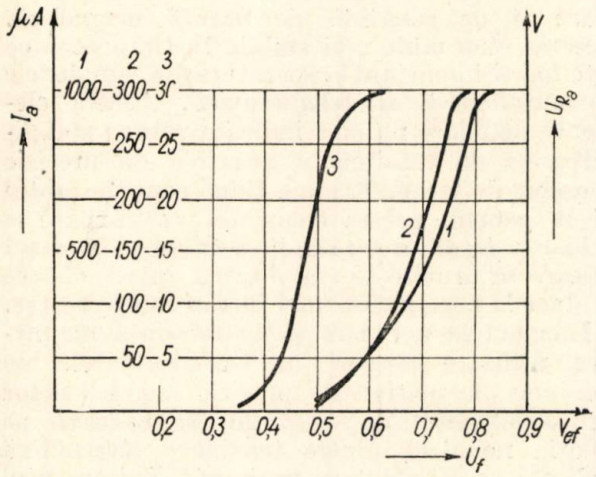


Fig. 4. Curbele $i_a = f(U_f)$ pentru tuburi tip 1T4T legate ca diode.

$1 - R_a$ = 200 k Ω; $2 - R_a$ = 1 M Ω; $3 - R_a$ = 10 M Ω;

sînt reprezentate curbele obţinute cu tuburi 1T4T legate ca diode (cu 6 exemplare diferite se obţin, practic, aceleaşi rezultate). Curbele reprezintă variaţia curentului anodic (în μ A) în funcţie de valoarea eficace a tensiunii de filament, precum şi variaţia tensiunii dela bornele rezistenţei anodice a tubului.

Se vede astfel că în cazul curbei *3* se poate obţine un coeficient de neliniaritate, considerat ca raportul dintre variaţiile relative ale curentului anodic şi cele ale tensiunii de filament în jurul a 9 unităţi.

Amplificarea de tensiune ce se poate obţine este de ordinul a 2500—3 000. De exemplu, în cazul unei variaţii dela 0,45 la 0,5 V a tensiunii de filament, curentul variază dela 9 la 21 μ A, iar tensiunea de pe rezistenţa anodică — dela 90 la 210 V. Deci,

$$K_v = \frac{130}{0{,}05} = 2600.$$

În aceste condiţii nu mai este nevoie ca tensiunea de referinţă să fie constantă, ci ea poate varia direct proporţional cu tensiunea de eşire a stabilizatorului ($U_{ref} = KU_e$), ceea ce permite serioase simplificări.

Aceste sisteme neliniare prezintă însă un foarte mare dezavantaj, legat de nestabilitatea lor în timp, aspect care — după cum s-a arătat — este foarte rar şi incomplet abordat în literatura referitoare la stabilizatoare. El constă în scăderea lentă şi neregulată a curentului anodic al tubului în decursul timpului, pentru o tensiune de filament constantă. O stabilitate completă a curentului anodic nu se poate obţine nici după mii de ore de funcţionare continuă.

Din literatura de specialitate nu rezultă cauzele acestui fenomen; este însă cert faptul că filamentele trebuie să fie din metal cît mai pur, evitîndu-se pe cît posibil orice urme de oxid. Dintre tuburile recomandate din acest punct de vedere, cel mai des amintite sînt tuburile speciale construite în acest scop, cum sînt; 29 Cl (diodă de producţie Mazda), RA 000 7 A şi RTH 11 (Cehoslovacia), AV 33 (Australia) Dintre tuburile curente se recomandă pentoda 1T4 conectată ca diodă. Plecînd dela premiza realizării unor stabilizatoare cu materiale şi piese indigene sau curent importate, în vederea unor aplicaţii industriale pe scară largă, ne-am propus să renunţăm la tuburile speciale. Trebuie însă remarcat. că nici aceste tuburi speciale nu au performanţe deosebit de bune, după cum se poate vedea din lucrarea lui F. A. Benson şi M. S. Seaman [7] [10], de unde rezultă că variaţia curentului anodic se menţinea şi după 120 zile de funcţionare neîntreruptă.

Dintre tuburile curente, am cercetat un număr mare de tipuri, iar din fiecare tip — mai multe exemplare în funcţionare îndelungată. Rezultatele obţinute au fost nefavorabile. Astfel, unul dintre tuburile mai stabile din lotul cercetat, de tip DL 193 (conectat ca diodă), dădea — după o perioadă de funcţionare prealabilă — o scădere a curentului anodic de ordinul a 10% pe oră, la tensiune de filament constantă. Variaţia corespunzătoare a tensiunii de eşire a stabilizatorului este mult mai mică, datorită neliniarităţii elementului şi a amplificării ulterioare. Fenomenul de nestabilitate este deosebit de accentuat la fiecare repunere în funcţiune. Cele mai bune rezultate s-au obţinut cu tuburile 1T4 (tip Mazda) şi 1T4T (tip Tungsram). Experienţele au fost efectuate cu cîte 6 exemplare din fiecare

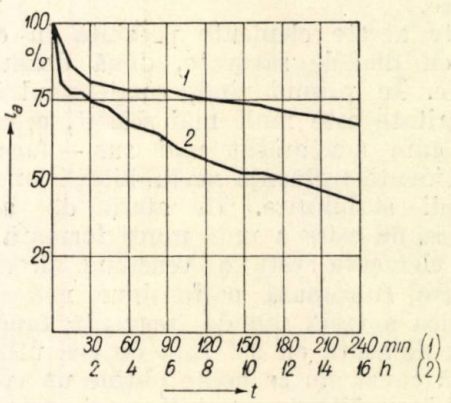


Fig. 5. Variaţia în timp a curentului anodic la tubul 1T4T funcţionînd ca diodă saturată.

tip. Tubul 1T4T dă rezultate superioare, care sînt arătate în fig. 5 şi corespund unei repuneri în funcţiune a unui exemplar ce a mai funcţionat un număr mare de ore.

Montajul cu ajutorul căruia s-au ridicat curbele este reprezentat în fig. 6.

În acest montaj curentul de filament este menţinut în permanenţă constant. Aceleaşi rezultate s-au obţinut menţinînd constantă tensiunea de filament.

Din curbele reprezentate în fig. 5 se vede că nu există certitudinea că variaţia curentului anodic poate fi mai mică de 2%/h. Ţinînd cont de coeficientul de neliniaritate, se poate

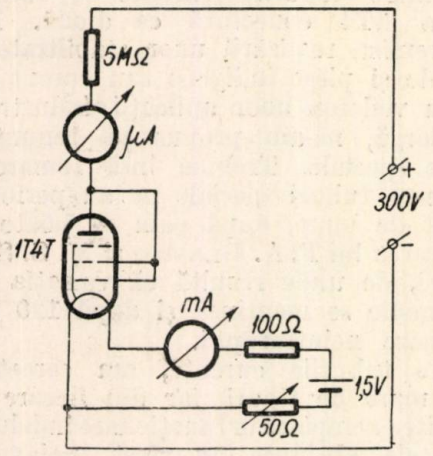


Fig. 6. Montajul cu ajutorul căruia s-au ridicat curbele din fig. 5.

obţine o stabilitate în timp de ordinul a 0,25%/h a tensiunii stabilizate. Aceste performanţe sînt acceptabile pentru stabilizatoarele folosite în condiţii de laborator, unde este posibil un control şi o ajustare periodică. Însă în situaţiile pomenite mai sus, în care aparatura trebuie să lucreze zile şi săptămîni în şir, fără intervenţie din exterior, elementele neliniare analizate mai sus nu sînt acceptabile.

Alte traductoare funcţionale sensibile la valoarea eficace a tensiunii sînt punţile formate din lămpi cu incandescenţă, termistoare sau baretere.

Toate aceste elemente prezintă în comparaţie cu diodele saturate, două dezavantaje comune. În primul rînd, coeficientul lor de neliniaritate este mult mai scăzut, ceea ce — după cum s-a arătat mai sus — face mult mai evidentă influenţa nestabilităţii lor asupra tensiunii stabilizate. În afară de aceasta, mărimea de eşire a unei punţi formată din aceste elemente este o tensiune alternativă, care are suprapusă o tensiune nedorită de armonica a treia sau de frecvenţa fundamentală şi defazată cu 90° faţă de cea utilă. Din această cauză nu se poate obţine un echilibru satisfăcător. Eliminarea influenţei acestor tensiuni suprapuse este dificilă şi complică considerabil schema. La rîndul lor, lămpile cu incandescenţă sînt instabile sub acţiunea vibraţiilor şi au un consum mare de putere. Bareterele resimt puternic variaţiile de temperatură, au constantă de timp mare şi consum de putere însemnat. Termistoarele dau cele mai bune rezultate din acest punct de vedere, avînd neliniaritatea cea mai pronunţată şi tensiunea nedorită la echilibru cea mai redusă. Şi ele resimt, totuşi, variaţiile de temperatură şi au o constantă de timp relativ mare. În plus, sînt materiale deficitare. Trebuie de asemenea remarcat că aceste ultime trei elemente descrise nu sînt nici ele stabile pentru perioade de timp mai îndelungate.

În urma consideraţiilor expuse mai sus s-a trecut la experimentarea unor elemente neliniare şi de referinţă de natură magnetică. Acestea sînt mult mai stabile în timp ceea ce este foarte important la aparatura din complexele de automatică şi telemecanică. Aceste elemente neliniare nu sînt indicate pentru stabilizatoarele de tensiune alternativă de precizie deosebit de mare. Trebuie ţinut cont de faptul că în general aceste elemente reacţionează la valoarea medie a tensiunii, ceea ce — în cazul în care se urmăreşte stabilizarea valori eficace — duce la necesitatea unei filtrări foarte severe.

Elementele neliniare şi de referinţă magnetice utilizate deseori în stabilizatoarele de tensiune alternativă de precizie medie (factor de stabilizare[1]) de circa 20) se bazează pe relaţia neliniară dintre tensiunea alternativă aplicată unei bobine cu miez de fier şi curentul care o parcurge. Pentru tola de ferosiliciu obişnuit, această neliniaritate este însă insuficient de pronunţată. În urma acestui fapt, obţinerea unui factor de stabilizare mai mare decît 30—40 devine foarte dificilă. Sistemele care ar putea fi uilizate sînt următoarele:

1. Bobină de şoc saturată (TF_1) şi rezistenţă (TF_2) cu compararea în curent alternativ (organul de comparaţie fiind un transformator), sau în curent continuu, după redresarea corespunzătoare a ambelor tensiuni. Compararea în alternativ, în felul de mai sus, este îngreuiată de distorsiunile şi defazajul variabil introduse de bobina de şoc saturată. Compararea în curent continuu necesită elemente suplimentare pentru 2 redresări deosebite. În afară de complicarea schemei, în cazul utilizării elementelor ordinare de seleniu, apare şi fenomenul nestabilităţii inegale în timp sau cu temperatura. De asemenea, acest sistem nu rezolvă problema variaţiei tensiunii de eşire în funcţie de frecvenţă.

2. Bobină de şoc saturată (TF_1) şi bobină de şoc nesaturată (TF_2), cu compararea efectuată, în general, în alternativ. Problema defazajului este în oarecare măsură îmbunătăţită, insuficient însă. De asemenea, se obţine o ameliorare, dar nu completă şi în problema variaţiei tensiunii de eşire cu frecvenţa. Se pot realiza sisteme de compensare (pe bază de capacitate şi rezistenţă), dar se complică şi se desensibilizează montajul. Funcţionarea ambelor sisteme se bazează pe intersecţia unei

[1]) Considerat ca raportul dintre variaţiile relative ale tensiunilor de intrare şi de eşire, ale stabilizatorului.

caracteristici neliniare , cu o caracteristică liniară.

Rezultate superioare au fost obţinute de către noi cu un element neliniar de forma celui din fig. 7.

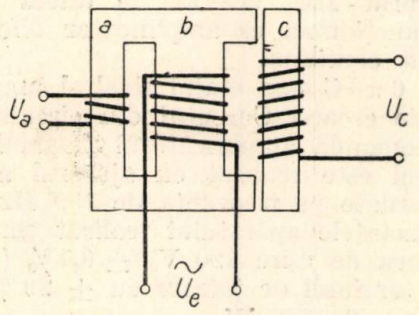


Fig. 7. Circuitul magnetic al unui element utilizat ca traductor funcţional.

Tensiunea de alimentare a elementului neliniar este tensiunea de eşire a stabilizatorului, tensiune care se aplică unei înfăşurări de pe braţul central (*b*). Tensiunea indusă în înfăşurarea de pe braţul *a* depinde de tensiunea U_e după caracteristica de magnetizare a materialului (fig. 8, curba *a*).

Atîta timp cît braţul *a* nu este saturat, fluxul se închide practic în întregime prin el, datorită prezenţei întreferului α în braţul *c*. În braţul *c* fluxul creşte sensibil doar atunci cînd braţul *a* începe să se satureze şi fluxul de scăpări să crească suficient de mult (fig. 8, curba *c*).

În acest fel se obţine o regiune (regiunea haşurată din fig. 8), în care se obţine o neliniaritate destul de pronunţată a curbei $U_c = f(U_e)$. Această curbă reprezintă caracteristica $F_1 = f_1(U_e)$ a traductorului funcţional TF_1. În plus,

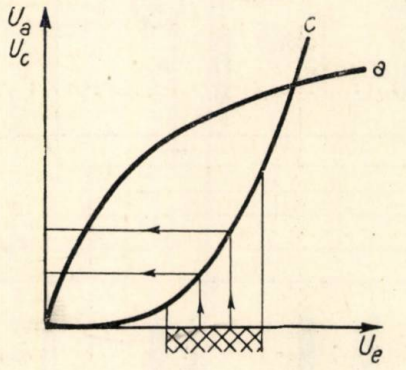


Fig. 8 — Caracteristicile de transfer corespunzătoare elementului din fig. 7.

tensiunea de pe braţul saturat *a* poate fi utilizată drept tensiune de referinţă, din cauza intrării în domeniul de saturaţie. Problema variaţiei frecvenţei se ameliorează în acest sistem datorită funcţionării elementului neliniar şi a referinţei conform principiului transformatorului, nu al unei reactanţe variabile.

O uşoară variaţie a tensiunii de ieşire la variaţia frecvenţei în jurul valorii de 50 Hz se compensează comod prin acordarea înfăşurării de pe miezul nesaturat în rezonanţă la frecvenţe de ordinul 70 — 90 Hz. Spre deosebire de metodele care se utilizează pentru compensarea erorilor de frecvenţă ale altor elemente neliniare de tip magnetic, metoda arătată măreşte coeficientul de neliniaritate şi sensibilitatea detectorului de eroare, înlăturînd totodată complet erorile de frecvenţă.

La acest tip de element neliniar există posibilitatea destul de comodă de a efectua reglajul prin varierea intrefierului. Astfel, variind întrefierul, se poate deplasa curba $F_1 = f_1(U_e)$ fără ca — practic — să se schimbe coeficientul de neliniaritate. Totuşi, influenţa intrefierului asupra acestei caracteristici nu este prea mare, ceea ce face ca modificarea întrefierului provocată de variaţia temperaturii să nu influenţeze asupra tensiunii stabilizate. Datele experimentale obţinute sînt indicate mai jos.

O serie de curbe ridicate de noi cu un astfel de element neliniar necompensat la erorile de frecvenţă sînt reprezentate în fig. 9 şi 10.

Elementul neliniar a fost realizat pe tole tip cu trei coloane, avînd dimensiunile de gabarit 64 × 64 mm, lungimea liniei de flux de 160 mm. şi coloana centrală de două ori mai lată decît cele laterale.

Curbele *1* şi *1'* reprezintă variaţia valorii medii a tensiunilor U_c şi U_a în cazul unui intrefier de 3 mm. Curbele *2* şi

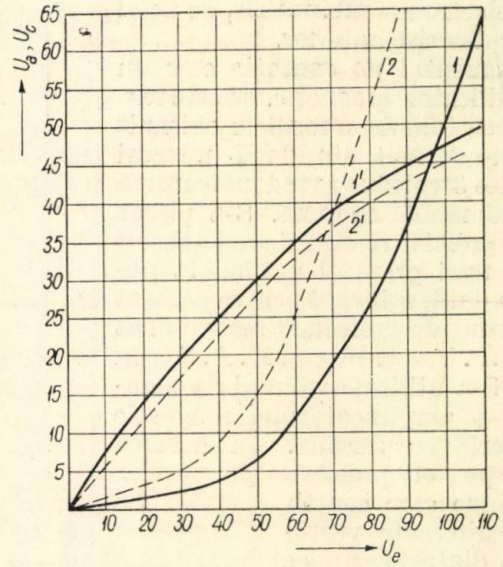


Fig. 9. Curbele obţinute experimental pentru un element de tipul celui din fig. 7.

2' corespund cazului unui intrefier de 1 mm. Curba *3* reprezintă variaţia valorii de vîrf a tensiunii U_e în cazul unui intrefier de 1 mm, iar curba *4* corespunde unui intrefier de 2 mm.

Autorii au realizat în cadrul I.C.E.T. două tipuri de stabilizatoare de tensiune alternativă, îmbinînd amplificatoare magnetice cu amplificatoare electronice. Unul din ele[2]), a

[2]) Elaborat sub conducerea conf. ing. R. STERE.

cărui schemă este reprezentată în fig. 11, este destinat lucrărilor de laborator. El trebuie să aibe o stabilizare foarte bună, să poată lucra la sarcini diferite şi să aibă constantă de timp

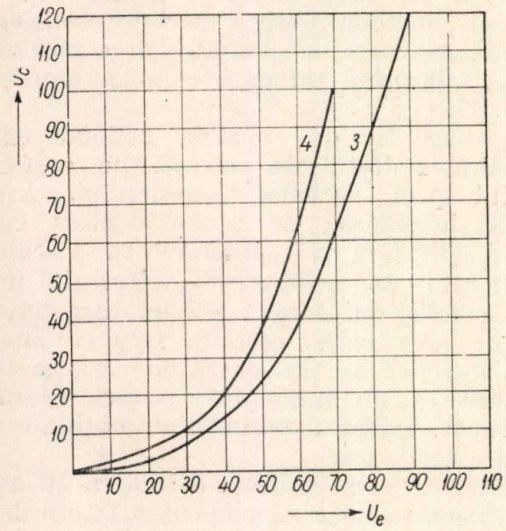


Fig. 10. Curbele obţinute experimental pentru un element de tipul celui din fig. 7.

mică. În schimb, se poate admite un control periodic la cîteva ore. În aceste condiţii, drept element neliniar este indicat să se folosească un tub electronic subîncălzit, de tipul celor descrise anterior.

Elementul de execuţie este un amplificator magnetic. El este realizat cu tolă de ferosiliciu obişnuit şi este format din două miezuri cu cîte 3 coloane avînd înfăşurarea de comandă comună. S-a plecat dela premiza realizării unui gabarit şi a unei greutăţi minime la puterea dată, utilizînd pentru aceasta sistemul de proiectare recomandat de M.P. VASILIEVA şi K. A. SEDÎH [1]. S-a utilizat sistemul de montare a amplificatorului magnetic în serie cu sarcina. În această situaţie el preia o tensiune care constituie diferenţa vectorială dintre tensiunea de intrare şi cea impusă la eşire. Rolul traductorului funcţional TF_1 este îndeplinit de un tub 1T4T (conectat ca diodă, funcţionînd în regim de saturaţie anodică şi cu filament subîncălzit) împreună cu transformatorul de filament şi grupul de rezistenţe aferente. Traductorul funcţional TF_2 ce furnizează tensiunea pe care am denumit-o de referinţă, este un divizor rezistiv (30 kΩ, 47 kΩ) alimentat — prin redresorul general — de tensiunea de eşire. Se observă că cele două traductoare funcţionale formează o punte avînd în trei braţe rezistenţe liniare, iar în al patrulea — o rezistenţă neliniară. Compararea propriu-zisă are loc în dubla triodă 6H9C, funcţionînd ca amplificator diferenţial de curent continuu.

Tubul 6π3C este etajul final al amplificatorului de eroare. Curentul din circuitul său anodic comandă amplificatorul magnetic.

Filtrajul este realizat cu ajutorul a două filtre acordate pe frecvenţa de 150 Hz.

Performanţele aparatului realizat sînt:

tensiunea de eşire 120 V_{ef} ± 0,1% (pentru variaţia tensiunii de intrare cu ± 20 %)

puterea 0—300 W

distorsiunile <6%

timpul de stabilire a valorii de regim a tensiunii de eşire în urma unui salt al tensiunii de intrare sau al sarcinii < 1 s.

Aparatul posedă 3 prize pentru tensiunea de intrare, fiecare dintre ele dîndu-i posibilitatea unei funcţionări optime pentru o anumită gamă de puteri. Cu toate acestea, aparatul poate funcţiona şi pe aceeaşi priză în toată gama de puteri, avînd în acest caz o gamă de stabilizare mai îngustă (pînă la variaţii de ± 10 % ale tensiunii de intrare).

În realitate, stabilizatorul nu funcţionează niciodată în gol, ţinînd seama de faptul că şi circuitele electronice sînt alimentate dela eşire.

Avînd în vedere neliniaritatea pronunţată a traductorului funcţional TF_1, variaţiile oricărui alt element din partea electronică nu au repercursiuni asupra tensiunii stabilizate. Astfel, trebuie remarcat că tensiunea stabilizată nu este influenţată nici de variaţii între limitele de ± 10 % ale valorilor elementelor divizorului rezistiv, care constituie traductorul funcţional TF_2.

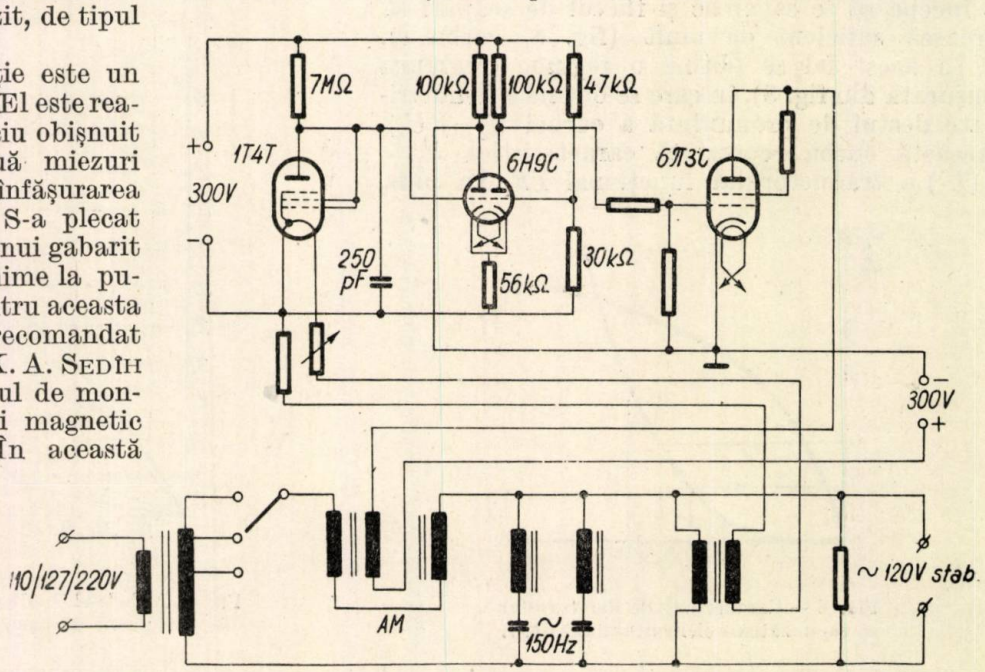


Fig. 11. Schema de principiu a stabilizatorului pentru uz de laborator realizat la I. C. E. T.

Al doilea tip de stabilizator de tensiune alternativă îmbinînd amplificatoare atît mag-

netice cît şi electronice, realizat la I.C.E.T., este destinat unui scop fundamental diferit. Este vorba de un stabilizator care trebuie să lucreze într-un complex de telemăsură. Ca atare, una din condiţiile obligatorii este aceea a unei stabilităţi perfecte într-o perioadă îndelungată de timp. Schema aparatului realizat este dată în fig. 12.

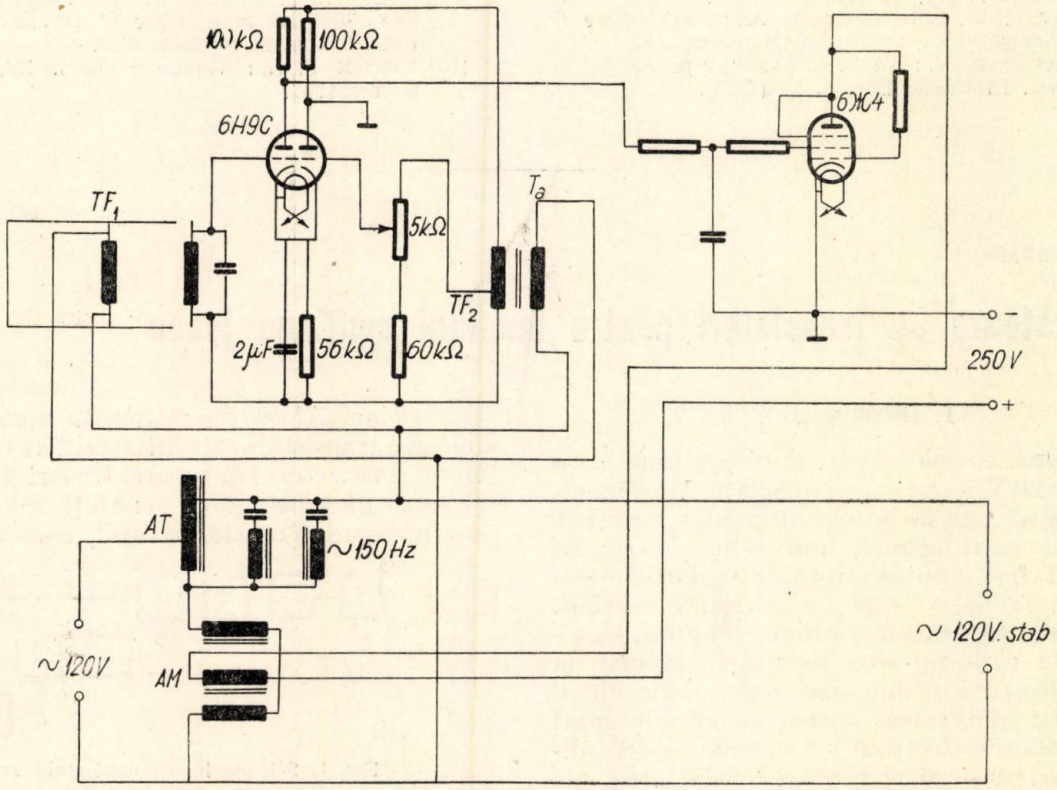


Fig. 12. Schema de principiu a stabilizatorului pentru complexul de telemăsură realizat la I.C.E.T.

În acest aparat a fost utilizat un sistem de conectare diferenţială a amplificatorului magnetic în raport cu sarcina. Principalul considerent care a dus la această soluţie este următorul: stabilizatorul trebuie să furnizeze o tensiune avînd stabilizată valoarea eficace, elementul neliniar reacţionează la valoarea medie, deci filtrajul trebuie să fie foarte bun. Conectarea diferenţială, asigurînd un procentaj mai redus de distorsiuni, uşurează filtrajul. Amplificatorul magnetic a fost proiectat şi realizat plecînd dela aceleaşi premize şi după aceeaşi metodă ca şi cel din aparatul descris mai sus. Elementul neliniar adoptat este cel reprezentat în fig. 7 compensat la erorile de frecvenţă după metoda de mai sus. Deosebirea constă în faptul că amplificarea fiind suficient de mare, s-a renunţat la înfăşurarea de pe braţul a, care furniza tensiunea de referinţă. Ea a fost înlocuită cu o tensiune proporţională cu tensiunea de eşire a stabilizatorului, fiind luată de la o priză a secundarului transformatorului T_a, destinat alimentării anodice a tubului 6H9C. Deci, traductorul funcţional TF_1 este elementul neliniar descris, iar TF_2 este un simplu transformator urmat de un divizor rezistiv reglabil.

Elementul de comparaţie, care prezintă — totodată — şi o importantă amplificare, este tubul 6H9C, foarte adecvat acestui scop. Într-adevăr, acest tub a fost experimentat pe scară largă şi descris în literatură [8] ca amplificator diferenţial şi, printre altele, s-a arătat că cele 2 jumătăţi ale sale sunt afectate practic egal de îmbătrînire După cum se vede, compararea efectivă se face în curent continuu, ceea ce este esenţial avînd în vedere formele distorsionate şi defazajele celor două tensiuni. Totuşi, alimentarea anodică se face în curent alternativ, economis ndu-se un redresor, deoarece cele două etaje nu pot fi alimentate dela acelaşi redresor.

Tubul 6Ж4 furnizează curentul continuu de comandă a amplificatorului magnetic.

Filtrarea se realizează cu ajutorul a două filtre rezonante pe 150 Hz şi conectate în paralel cu autotransformatorul AT.

Performanţele aparatului realizat sînt;

tensiunea de eşire 120 V $\pm$ 0,75% (pentru variaţia tensiunii de intrare cu $\pm$ 15%).

puterea maximă 24 VA

distorsiunile $<$ 6%

timpul de stabilire a valorii de regim a tensiunii de eşire $<$ 1 s.

Variaţia tensiunii de eşire din cauza variaţiei cu temperatura a întrefierului elementului neliniar nu depăşeşte 0,2% la o variaţie de 20°C. Variaţia între 48 şi 52 Hz a frecvenţei reţelei nu afectează tensiunea de eşire.

În cursul încercărilor de laborator nu s-au constatat variaţii în timp ale tensiunii stabilizate, nici la funcţionare continuă, nici la repunere în funucţie.

BIBLIOGRAFIE

[1] VASILIEVA, M.P., SEDIH, K. A. : *Calculul amplificatorelor magnetice cu sarcină complexă.* Avtomatica i Telemehanika 16 (1955), 1

[2] ROSENBLAT, M.M. : *Amplificatoare magnetice''*. Gosenergoizdat Moscova, 1955.

[3] PATCHET, G.N. : *Precision A. C. Voltage Stabilizers.* Electronic Engeg. 22 (1950)

[4] PETROV, V. V., PINTCOVSCKI, B. A., : *Stabilizatoare de tensiune şi curent,* Sviazizdat, Moscova, 1952.

[5] THOMAS, P. A. V. : *An A. C. Stabilizer for Supplying Heaters.* Electronic Engng., 25 (1953).

[6] BENSON, F. A., SEAMAN, M. S. : *An A.C. Voltage Stabilizer.* Electronic Engng., 28 (1956).

[7] BENSON, F. A. SEAMAN, M. S. : *Characteristics of the Temperature Limited Diode Type 29 CI.* Electronic Engng., 25 (1953).

[8] *Detalii şi elemente ale staţiilor de radiolocaţie:* vol II, (traducere din limba engleză). Sovietscoe radio, Moscova, 1952.

[9] KOBIACOVA, N. T., SARTORI, V. A. : *Stabilizator de tensiune alternativă de mare precizie cu amplificator magnetic.* Oborongiz, Moscova 1957. —

[10] BENSON F. A. : *Voltage supplies.* Ed. Macdonald, Londra, 1957.

DECEBAL POENARU *)

Stabilizatoare cu transistori pentru tensiuni continue joase

CZ 621.316.722 : 621.375.4

I. Introducere

Realizarea surselor de tensiuni continue joase — pînă la 20 V — cu puteri pînă la 20 W, alimentate de la reţeaua de curent alternativ, prezintă dificultăţi mari atunci cînd este necesar ca acestea să fie stabilizate faţă de variaţiile obişnuite ale reţelei şi faţă de variaţiile sarcinii. Pentru această gamă de tensiuni şi puteri, stabilizatoarele care folosesc montajele clasice cu tuburi electronice sînt mai mult decît dificil de realizat din cauza curenţilor relativ mari pentru tuburile electronice obişnuite — de ordinul amperilor — şi al randamentului prea mic ce s-ar obţine. Stabilizatoarele cu inductanţă variabilă comandată printr-un amplificator de curent continuu, duc la probleme complicate de stabilitate a întregului sistem şi de stabilizare a amplificatorului de curent continuu. Stabilizatoarele magnetice cu ferorezonanţă nu duc la rezultate bune, atunci cînd după redresor urmează un filtru, care este sensibil la schimbarea formei de undă.

Un tip relativ nou de stabilizator de tensiune joasă, este stabilizatorul cu transistori care pare a fi cel mai indicat pentru această gamă de tensiuni, dat fiind simplitatea în proiectare şi construcţie, ca şi siguranţa în funcţionare şi viaţa practic nelimitată. Alimentarea transistorilor chiar din tensiunea stabilizată şi performanţele remarcabile, dau certitudinea că acest tip de stabilizator îşi va găsi o largă aplicaţie în acest domeniu.

Schema bloc a stabilizatorului de tensiune cu transistori (fig. 1) nu diferă de schema clasică a unui stabilizator electronic de tensiune.

Există şi aici varianta cu transistor serie şi cea cu transistor derivaţie , după cum rezistenţa variabilă — care în cazul de faţă este un transistor — se află conectată în serie, sau în paralel cu sarcina. Afară de rezistenţa variabilă, mai folosesc transistori amplificatorul de curent continuu şi detectorul de eroare. Uneori şi redresorul şi sursa de tensiune de referinţă folosesc semiconductoare. Transformatorul, redresorul şi filtrul se proiectează prin metodele obişnuite, în funcţie de condiţiile impuse de schema de stabilizare aleasă. Tensiunea de referinţă se obţine fie dintr-o pilă etalon, fie cu ajutorul unei diode cu siliciu [1], [2], fie folosind stabilizatoare cu gaz.

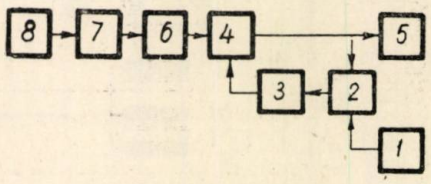


Fig. 1. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune :
8 – reţea de curent alternativ ; *7* – transformator ; *6* – redresor şi filtru ; *4* – rezistenţă variabilă ; *3* – amplificator de curent continuu ; *2* – detector de eroare ; *1* – tensiune de referinţă ; *5* – sarcină.

Detectorul de eroare este constituit dintr-un etaj cu transistor, în care cele două tensiuni, ce trebuie comparate, se aplică în circuitele de emiter şi bază. În circuitul bazei se aplică de obicei tensiunea de referinţă, pentru că în acest caz ea va debita o putere minimă.

Amplificatorul de curent continuu, care urmează detectorul de eroare, este realizat şi el din cîteva etaje cu transistori şi va îndeplini condiţiile de amplificare, de putere la ieşire şi de fază a tensiunii la ieşire, condiţii cerute de tipul de stabilizator utilizat şi de etajul final al stabilizatorului. În proiectarea acestuia intervin şi două din condiţiile impuse prin temă : factorul de stabilizare şi rezistenţa internă a stabilizatorului. Amplificatoarele de curent continuu cu performanţe variate sînt prezentate pe larg în literatură [3], [4].

*) Ing. D. POENARU este inginer în secţie la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

2. Principiul de funcţionare

Funcţionarea stabilizatorului de tensiune se bazează pe faptul că un element, care se află între sursa de tensiune şi sarcină, preia variaţiile de tensiune care se datoresc variaţiilor reţelei, variaţiilor sarcinii sau reglajului. Deşi principiul de funcţionare este acelaşi, aşa-zisul

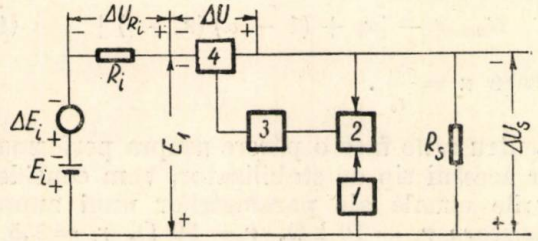


Fig. 2. Schema de principiu a stabilizatorului de tip serie.

mecanism de funcţionare al stabilizatoarelor cu element serie este întrucîtva diferit de cel al stabilizatoarelor cu element derivaţie.

Un stabilizator funcţionează astfel: tensiunea la ieşirea lui, sau o mărime proporţională cu aceasta, este comparată cu o tensiune constantă numită tensiune de referinţă. Aceasta se face într-un etaj comparator, sau detector de eroare (fig. 1). Diferenţa dintre cele două tensiuni constituie tensiunea de eroare, care se aplică elementului variabil şi duce la modificarea căderii de tensiune pe rezistenţa existentă în serie, între sursă şi sarcină. Sensul, în care are loc această modificare, este acela care duce la micşorarea variaţiei tensiunii pe sarcină. De obicei, tensiunea de eroare ce rezultă din simpla comparaţie este prea mică pentru a produce variaţia de tensiune necesară pe rezistenţa serie şi a asigura astfel o bună stabilizare. De aceea tensiunea de eroare se amplifică.

Pe schema de stabilizare (fig. 2), stabilizarea are loc astfel: tensiunea de alimentare E_i variază cu ΔE_i, sarcina stabilizatorului rămînînd constantă. La ieşirea stabilizatorului apare variaţia de tensiune:

$$\Delta U_s = \Delta E_i - \Delta U - \Delta U_{R_i} \qquad (1)$$

care se compară în elementul *2* (fig. 2) cu tensiunea de referinţă dată de *1*. Tensiunea de eroare se amplifică în *3* şi se aplică lui *4*, producînd creşterea tensiunii ΔU pe acest element. Are loc, astfel, o compensare a creşterii ΔE_i. Cînd tensiunea E_i rămîne constantă, dar creşte rezistenţa de sarcină, curentul scade, tensiunea pe R_i scade, iar U_s creşte. Dar creşterea lui U_s pusă în evidenţă de *1* şi *2* este amplificată de *3* şi aplicată lui *4* producînd creşterea lui U ceea ce compensează scăderea lui U_{R_i}.

Pe schema de stabilizare derivaţie (fig. 3) există relaţia:

$$\Delta U_s = \Delta E_i - \Delta U_{R_i} \qquad (2)$$

Dacă E_i creşte, sarcina fiind constantă, creşte şi U_s. Această creştere se transmite prin *2* şi *3* la *4* producînd o creştere a curentului derivaţie prin *4*, deci o creştere de tensiune pe R_i şi astfel o micşorare a creşterii ΔU_s. Dacă rezistenţa de sarcină creşte, E_i rămînînd constant, creşte U_s, creşte curentul prin *4*, deci creşte tensiunea pe R_i.

Tensiunea U_s la ieşirea oricărui stabilizator, este funcţie de tensiunea E_1 la intrarea lui şi de curentul I_s debitat în sarcină:

$$U_s = f(E_1, I_s) \qquad (3)$$

sau, deoarece I_s este funcţie de rezistenţa de sarcină R_s, se mai poate spune că:

$$U_s = f'\left(E_1, \frac{1}{R_s}\right). \qquad (4)$$

Deci, variaţia tensiunii la ieşire este:

$$\Delta U_s = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta E_1}\right)_{R_s = \text{const}} \Delta E_1 + \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta \frac{1}{R_s}}\right)_{E_1 = \text{const}} \Delta \frac{1}{R_s}. \qquad (5)$$

Egalitatea (5) nu se modifică dacă împărţim şi înmulţim termenul al doilea din dreapta cu $(U_s + \Delta U_s)$ şi obţinem:

$$\Delta U_s = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta E_1}\right)_{R_s = \text{const}} \Delta E_1 + \left(\frac{\Delta U_s}{\frac{U_s + \Delta U_s}{\Delta R_s}}\right)_{E_1 = \text{const}} \cdot \frac{U_s + \Delta U_s}{\Delta R_s}. \qquad (6)$$

Dacă se ţine seamă că:

$$\Delta I_s = \frac{U_s + \Delta U_s}{\Delta R_s} + \frac{\Delta U_s}{R_s}. \qquad (7)$$

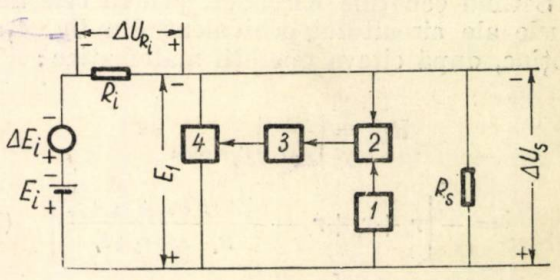


Fig. 3. Schema de principiu a stabilizatorului de tip derivaţie.

şi că pentru un stabilizator $\frac{\Delta U_s}{R_s}$ este foarte mic în comparaţie cu ΔI_s, atunci:

$$\Delta U_s = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta E_1}\right)_{R_s = \text{const}} \Delta E_1 + \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right)_{E_1 = \text{const}} \Delta I_s. \qquad (8)$$

Dacă prin $\frac{1}{S} = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta E_1}\right)_{R_s = \text{const}}$ notăm inversul factorului de stabilizare şi prin $R_{\text{int}} = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right)_{E_1 = \text{const}}$

notăm rezistența internă a stabilizatorului, atunci:

$$\Delta U_s = \frac{1}{S}\,\Delta E_i + R_{int}\,\Delta I_s\,. \qquad (9)$$

Din expresia (9) se vede că pentru o bună stabilizare este de dorit un factor de stabilizare S cît mai mare și o rezistență internă R_{int} cît mai mică.

3. Analiza stabilizatorului cu transistor serie

Cea mai simplă schemă de stabilizare cu transistor serie și circuitul echivalent pentru variații mici, care îi corespunde, sînt arătate în fig. 4.

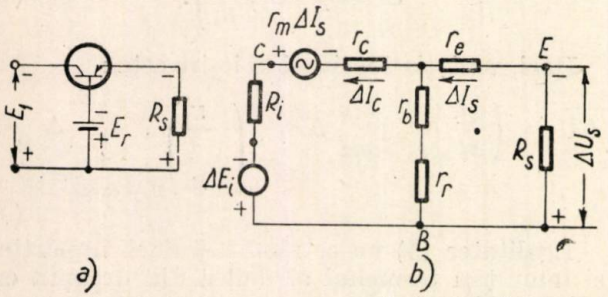


Fig. 4. Stabilizator serie cu un singur transistor; a – schema; b – circuitul echivalent care îi corespunde pentru semnale mici

Am notat prin E_r – tensiunea sursei de referință, prin r_r – rezistența internă a acestei surse, iar prin R_i – rezistența internă a sursei de tensiune ce trebuie să fie stabilizată. Circuitul echivalent este exprimat în funcție de parametrii în r ai transistorului, iar notațiile sînt cele întrebuințate curent în literatura de specialitate [3], [4], [5].

Scriind ecuațiile Kirchhoff pentru cele două bucle ale circuitului echivalent din fig. 4, se obține, după cîteva operații matematice:

$$R_{int} = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right)_{E_i = \text{const}} =$$

$$= -\left[r_e + r_b + r_r - \frac{(r_b + r_r)(r_m + r_b + r_r)}{R_i + r_e + r_b + r_r}\right] \qquad (10)$$

și

$$\frac{1}{S} = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta E_i}\right)_{R_s = \text{const}} =$$

$$= \frac{R_s(r_b + r_r)}{(R_i + r_e + r_b + r_r)(r_e + r_b + r_r + R_s) - (r_m + r_b + r_r)(r_b + r_r)}\,. \qquad (11)$$

Înlocuind pe R_{int} din (10) în relația (11) se obține:

$$\frac{1}{S} = \frac{r_b + r_r}{(R_i + r_e + r_b + r_r)\left[1 + \dfrac{R_{\text{int}}}{R_s}\right]}\,. \qquad (12)$$

Iar, deoarece în practică $R_{\text{int}} \ll R_s$, rezultă factorul de stabilizare:

$$S \cong 1 + \frac{R_i + r_e}{r_b + r_r} \cong \frac{R_i + r_e}{r_b + r_r}\,. \qquad (13)$$

Dacă putem admite că $r_r + R_i \ll r_c + r_b$ și că $r_r \ll r_m + r_b$, atunci expresia (10) capătă forma simplificată

$$R_{\text{int}} \cong -[r_e + (1 - \alpha)(r_b + r_r)] \qquad (14)$$

în care $\alpha = \dfrac{r_m}{r_c}$.

Pentru a ne face o părere asupra performanțelor acestui tip de stabilizator, vom considera valorile uzuale ale parametrilor unui anumit transistor: $r_c = 10\ \text{k}\Omega$, $r_b = 50\ \Omega$, $r_e = 1{,}5\ \Omega$ și $\alpha = 0{,}96$ și vom considera $r_r = 50\ \Omega$ [5]. Rezultă din (13) și (14) cînd $r_i \ll r_c$ că $S \cong 100$ și $R_{\text{int}} \cong 5{,}5\ \Omega$.

Dacă factorul de stabilizare al acestei scheme este mulțumitor, rezistența internă este destul de mare. Schema aceasta nu admite surse de tensiune de referință cu rezistență internă r_r mai mare. Un alt inconvenient este acela că sursa de tensiune de referință este parcursă de un curent relativ mare I_r care face greu de utilizat, ca surse de tensiune de referință, diode cu siliciu parcurse de un curent invers. Înlăturarea acestui ultim inconvenient se face folosind încă un transistor, ca în fig. 5.

În această schemă vom avea:

$$R'_{\text{int}} \cong -[r_{e_1} + (r_{b_1} + r'_r)(1 - \alpha_1)]\ ^{1}) \qquad (15)$$

în care:

$$r'_r \cong r_{e_2} + (1 - \alpha_2)(r_r + r_{b_2}) \qquad (16)$$

iar

$$S' \cong \frac{r_i + r_{e_1}}{r_{b_1} + r'_r}\,. \qquad (17)$$

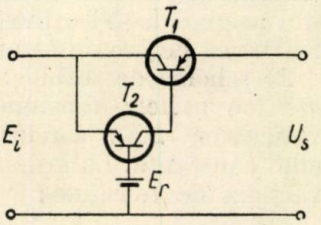


Fig. 5. Schema unui stabilizator de tip serie cu doi transistori.

Dacă transistorul T_2 are parametrii $r_c = 90\ \text{k}\Omega$, $r_b = 60\ \Omega$, $r_e = 2{,}5\ \Omega$ și $\alpha = 0{,}97$, iar transistorul T_1 și sursa E_r au rămas aceeași ca la exemplul precedent, atunci $r'_r \cong 5{,}8\ \Omega$ și $R'_{\text{int}} \cong 3{,}7\ \Omega$ iar $S \cong 180$. Însă curentul, care străbate acum sursa E_r, este mult mai mic:

$$I'_r \cong I_r(1 - \alpha_2) \cong I_s(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)\,. \qquad (18)$$

În cazul exemplului ales $I'_r \cong 1{,}2.10^{-3}\,I_s$.

---

[1]) În cuprinsul articolului de față indicii e, b, c și r arată că mărimea corespunzătoare se referă la emiter, bază, colector sau la tensiunea de referință respectiv. Cifrele folosite ca indici arată etajul la care ne referim, corespunzător notației de pe figura explicativă.

Dar şi la această schemă rezistenţa internă R_{int} este mare şi se vede, din expresiile (14) şi (15), că ea nu poate fi făcută mai mică decît rezistenţa de emiter a primului transistor serie. Spre a micşora mai mult rezistenţa internă a stabilizatorului, este necesar să comparăm în

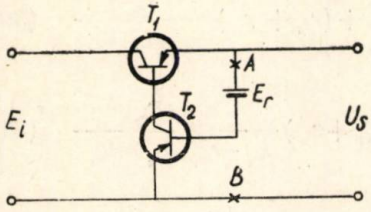


Fig. 6. Schema unui stabilizator de tip serie cu rezistenţă internă mică, cu doi transistori

alt mod tensiunea la ieşire cu tensiunea de referinţă (fig. 6).

Rezistenţa internă a acestui stabilizator este egală cu rezistenţa de intrare între punctele A şi B cînd lanţul de reacţie este deschis — circuitul deschis în punctul A — micşorat în raportul $1/A_{i-1}$, unde A_i este amplificarea de curent de la baza lui T_2 la emiterul T_1. Calculul mai detaliat al performanţelor montajelor de acest tip există în literatura de specialitate [2], [5] pentru unele scheme particulare.

În fig. 7 este reprezentată schema de construcţie a unui stabilizator serie cu transistori [6].

Acest stabilizator furnizează o tensiune continuă, reglabilă între 5,4 V şi 7,5 V cu un curent de la 0 la 2 A. Stabilizatorul are o rezistenţă internă $R_{int} = 0{,}025\ \Omega$. Variaţiile tensiunii stabilizate nu depăşesc 0,3 % atunci cînd curentul de sarcină variază de la 0 la 2 A şi tensiunea de reţea variază cu 10 %. Stabilizatorul din fig. 7 foloseşte pentru tensiunea de referinţă o pilă specială. Primul transistor amplifică în tensiune, iar următoarele în curent. Transistorul T_1 funcţionează cu un curent mediu de 1 la 2 mA, transistorul T_2 poate ajunge la tăiere iar pe emiterul transistorului T_3 s-a pus rezistenţa R_6 care micşorează influenţa temperaturii atunci cînd prin baza lui T_3 curentul este nul.

4. Analiza stabilizatorului cu transistor derivaţie

Schema de bază pentru un asemenea stabilizator şi circuitul echivalent care îi corespunde sînt prezentate în fig. 8.

Prin R_c am notat aici o rezistenţă ce se conectează în circuitul colectorului spre a prelua o parte din puterea ce ar trebui disipată de transistor. Pentru calculul stabilizării se observă pe circuitul echivalent — atunci cînd $R_s = \text{const}$ — că:

$$\Delta E_i = R_i\,(\Delta I_c + \Delta I_b + \Delta I_s) + \Delta U_s \qquad (19)$$

sau

$$\Delta E_i = R_i(\Delta I_e + \Delta I_s) + \Delta U_s\,. \qquad (20)$$

Deoarece $\Delta U_s \ll U_s$ putem considera că între punctele A şi C (fig. 8) tensiunea este constantă. Dacă se consideră circuitul deschis în punctul B, transistorul se prezintă într-un montaj cu emiterul comun, avînd în colector rezistenţa de sarcină R_c şi în circuitul bazei rezistenţa r_r. În literatura tehnică [3] se

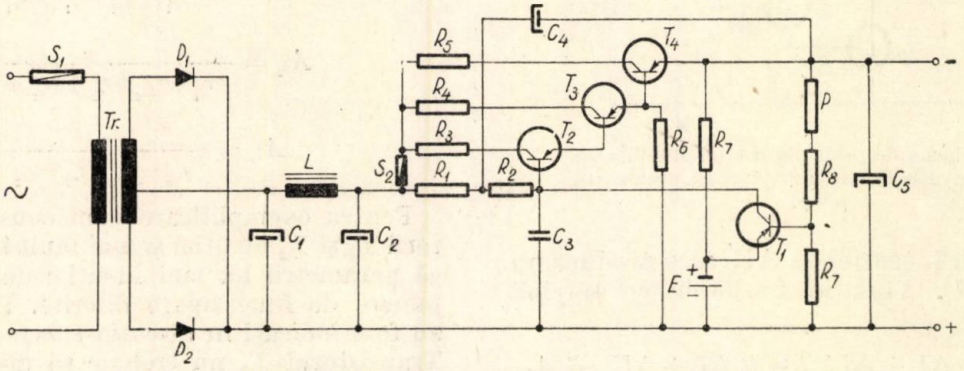


Fig. 7. Schema detaliată a unui stabilizator de tip serie cu transistori:

T_1, T_2 – transitori OC72; T_3 – transistor OC30; T_4 – transistor OC16; L = şoc 50 mH; C_1, C_2 – condensatoare electrice 5 000 μF/25 V; C_3 = 50 000 pF; C_4 – condensator electrolitic 500 μF/15 V; C_5 = condensator electrolitic 1 000 μF/8 V; R_1 = 2 kΩ/0,5 W; R_2 = 4,7 kΩ/0,5 W; R_3 = 10 Ω/0,5 W; R_4 = 5 Ω/2W; R_5 = 2,1 Ω/10 W; R_6 = 820 Ω/0,5 W; R_7 = 2,2 kΩ/0,5 W; R_8 = 27 Ω/0,5 W; R_9 = 39 Ω/0,5 W; P – potenţiometru 30 Ω; E – celula etalon de 3V/5 mA; D_1, D_2 – diode cu cristal OA31; T_r – transformator de reţea 120 V/2 × 15 V.

găseşte pentru acest montaj expresia rezistenţei de intrare r_i între punctele A şi B, precum şi

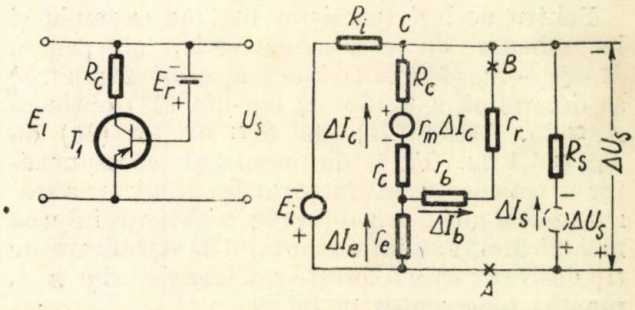


Fig. 8. Stabilizator derivaţie cu un singur transistor: *a* — schema; *b* — circuitul echivalent care îi corespunde pentru semnale mici.

expresia amplificării de curent A_i de la bază la emiter.

$$r_i = r_b + r_r + r_e\left(\frac{r_c + R_c}{r_c - r_m + r_e + R_c}\right) \qquad (21)$$

$$A_i = \frac{r_c}{r_c - r_m + r_e + R_c} \qquad (22)$$

Sau dacă $r_e \ll r_c - r_m$

$$A_i \cong \frac{1}{1-\alpha+\frac{R_c}{r_e}}. \qquad (23)$$

Exprimînd cei doi curenţi din (20) în funcţie de ΔU_s de r_i şi de A_i şi împărţind expresia (20) prin ΔU_s obţinem :

$$S = \left(\frac{\Delta E_i}{\Delta U_s}\right)_{R_s = \text{const}} = 1 + \frac{R_i}{R_s} + \frac{R_i}{r_i} A_i. \qquad (24)$$

Pentru calculul rezistenţei interne a stabilizatorului considerăm că $\Delta E_i = 0$ şi că în serie

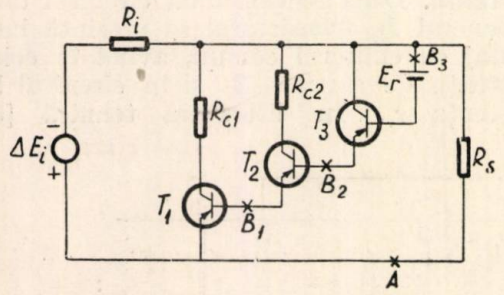


Fig. 9. Schema de principiu a unui stabilizator de tip derivaţie cu trei transistori de acelaşi tip $p\,n\,p$.

cu R_s se aplică tensiunea ΔU_s care produce un curent $-\Delta I_s$. Variaţia tensiunii pe sarcină este acum :

$$\Delta U_s = R_i(-\Delta I_s + \Delta I_e) = -R_i \Delta I_i + \Delta U_s \frac{R_i}{r_i} A_i. \qquad (25)$$

Deci :

$$R_{\text{int}} = \left(\frac{\Delta U_s}{\Delta I_s}\right)_{E_i = \text{const}} \cong \frac{r_i}{A_i - \frac{r_i}{R_i}}. \qquad (26)$$

Pentru acelaşi transistor luat ca exemplu şi la schema cu transistor serie, şi pentru $R_c \ll r_c - r_m$ şi $R_s \gg R_i$. Dacă $R_i = 50\ \Omega$ din (21) se determină $r_i \cong 138\ \Omega$ iar din (23) obţinem $A_i \cong 25$. Astfel (24) dă $S \cong 10$ iar (26) dă $R_{\text{int}} \cong 5{,}1\ \Omega$. Faţă de montajul corespunzător cu transistor serie factorul de stabilizare a scăzut mult şi nici n-am obţinut o rezistenţă internă mai mică. Să analizăm montajul de stabilizare de tip derivaţie care foloseşte trei transistori $p\ n\ p$, montaj reprezentat în fig. 9.

În baza aceloraşi consideraţii ca şi la montajul precedent rezultă :

$$S = 1 + \frac{R_i}{R_s} + \frac{R_i}{r_{i_3}} A \qquad (27)$$

$$R_{\text{int}} = \frac{r_{i_3}}{A - \frac{r_{i_3}}{E_i}}. \qquad (28)$$

În aceste expresii A reprezintă amplificarea totală de la baza lui T_r la emiterul lui T_1

$$A = A_{i_1}\ A_{i_2}\ A_{i_3} \qquad (29)$$

iar r_{i_3} este rezistenţa de intrare între punctul B_3 şi A, atunci cînd circuitul este deschis în B_3 :

$$r_{i_3} = r_{b_3} + r_r + (r_{e_3} + r_{i_2}) \frac{r_{e_3}}{r_{e_3} - r_{m_3} + r_{e_3}} \qquad (30)$$

iar

$$r_{i_2} = r_{b_2} + (r_{e_2} + r_{i_1}) \frac{r_{e_2} + R_{c_2}}{r_{c_2} - r_{m_2} + r_{e_2} + R_{c_2}} \qquad (31)$$

şi

$$r_{i_1} = r_{b_1} + r_{e_1} \frac{r_{c_1} + R_{c_1}}{r_{c_1} - r_{m_2} + r_{e_1} + R_{c_1}}. \qquad (32)$$

Amplificările de curent de la bază la emiter sînt respectiv :

$$A_{i_1} = \frac{r_{c_1}}{r_{c_1} - r_{m_1} + r_{e_1} + R_{c_1}} \qquad (33)$$

$$A_{i_2} = \frac{r_{c_2}}{r_{c_2} - r_{m_2} + r_{e_2} + R_{c_2} + r_{i_1}} \qquad (34)$$

$$A_{i_3} = \frac{r_{c_3}}{r_{c_3} - r_{m_3} + r_{e_3} + r_{i_2}}. \qquad (35)$$

Pentru exemplificare vom considera transistorii T_1 şi T_2 identici şi mai mult încă, admitem că parametrii lor sînt identici deşi lucrează în puncte de funcţionare diferite. Parametrii lor au fost indicaţi în discuţia schemei precedente. Transistorul T_3 nu trebuie să disipe putere — de aceea nici nu are rezistenţă pe colector — iar parametrii lui în punctul de funcţionare sînt : $r_e = 25\ \Omega$, $r_b = 500\ \Omega$, $r_c = 0{,}5\ M\ \Omega$ şi $r_m = 475\,000\ \Omega$. În calcule vom considera $R_c + r_e \ll r_c - r_m$. Înlocuirile valorilor numerice în expresiile (30) pînă la (35) duc la următoarele rezultate : $r_{i_1} \cong 88\ \Omega$, $r_{i_2} \cong 2\,250\ \Omega$, $r_{i_3} \cong 55\,000\ \Omega$, $A_{i_1} \cong 25$, $A_{i_2} \cong 20$, $A_{i_3} \cong 18{,}3$. Deci pentru $R_i = 50\ \Omega$ expresia (27) dă $S \cong 9$ iar (28) dă $R_{\text{int}} \cong 6{,}8\ \Omega$.

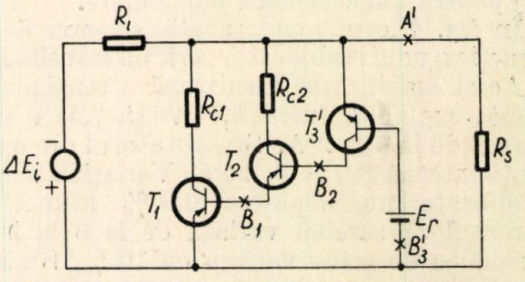


Fig. 10. Schema de principiu a unui stabilizator de tip derivaţie cu doi transistori de tip $p\ n\ p$ şi un transistor de tip $n\ p\ n$.

Se vede că nu s-a obţinut o îmbunătăţire a performanţelor stabilizatorului faţă de cazul montajului cu un singur transistor derivaţie. Doar curentul prin E_r este mult mai mic. Se

poate demonstra că montînd în acest fel mai mulţi transistori numai de tip *p n p* sau numai de tip *n p n*, nu obţinem performanţe ale stabilizatorului mai bune decît în cazul stabilizatorului derivaţie cu un singur transistor. Dacă

Dacă transistorul de tip *n p n* se adaugă ca un al patrulea etaj la schema din fig. 9, atunci obţinem : $S'' \cong 4\,150$ şi $R''_{int} \cong 0{,}012\ \Omega$.

Pentru stabilizatorul realizat de autor (fig. 11) calculul stabilizării şi al rezistenţei interne se

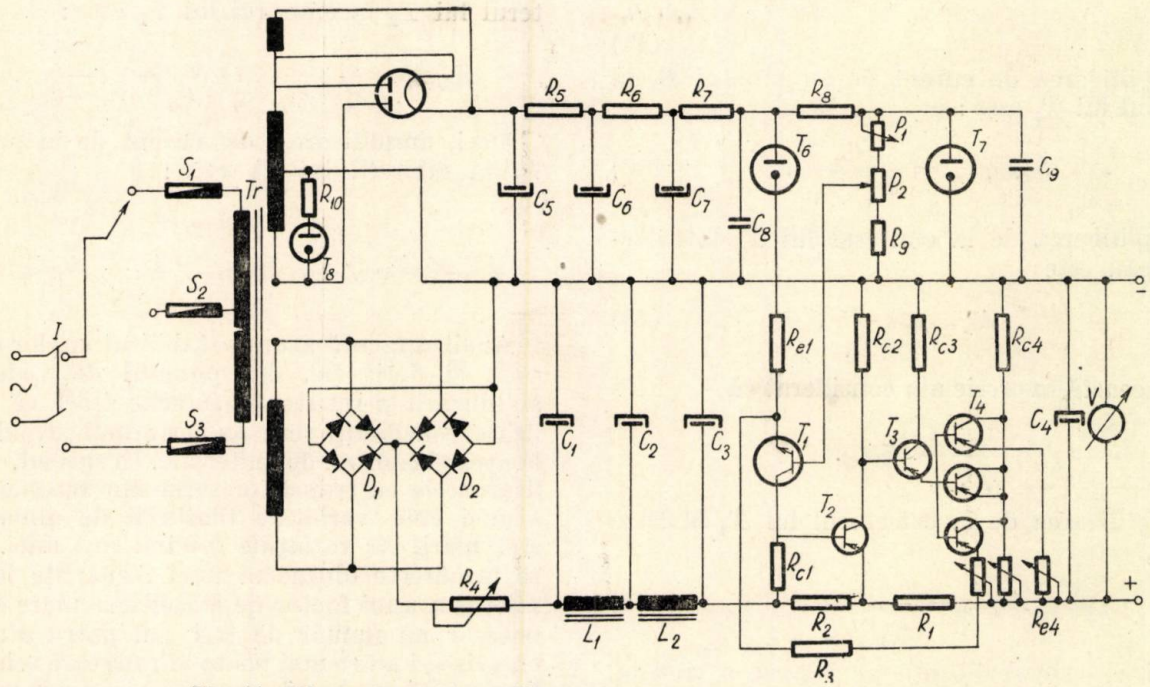


Fig. 11. Schema detaliată a stabilizatorului de tip derivaţie cu transistori :

T_1 – trei transistori OC15 conectaţi în paralel ; T_2 – transistor OC15 ; T_3 – transistor OC72 ; T_4 – transistor *n p n* TF71 ; T_5 – tub redresor cu vid 6 × 4 ; T_6 – stabilovolt СГ1т ; T_7 – stabilovolt STR 85/10 ; T_8 – bec cu neon MH–8–1–57 ; C_1, C_2, C_3, C_4 – condensatoare electrolitice 1000 μF/30 V ; C_5 C_6 – condensatoare electrolitice 16 μF/450 V ; C_7 – condensator electrolitic 32 μF/400 V ; C_8 = 1000 pF ; C_9 = 1000 pF ; R_1 = 0,6 Ω/3 W ; R_2 = 0,6 Ω/3 W ; R_3 = 20 Ω/0,5 W ; R_{c_1} = 6 Ω/25 W ; R_{e_1} = trei rezistenţe reglabile bobinate 0,5 Ω/0,5 W ; R_{c_2} = 75Ω/1W ; R_{c_3} = 5 k Ω/0,5 W ; R_{c_4} = 4,7 Ω/0,25W ; R_{e_4} = 100 Ω/2 W , R_4 = rezistenţă bobinată reglabilă 5 Ω/25 W ; R_5 = 2 kΩ/5W ; R_6 = 2kΩ/5 W ; R_7 = 1,5 k Ω/3 W ; R_8 = 8,4 kΩ/1 W ; R_9 = 7 kΩ/0,5 W ; R_{10} = 150 kΩ/0,5 W ; P_1 = potenţiometru 50 kΩ/2 W ; P_2 = potenţiometru 500 Ω ; L_1, L_2 – bobine de şoc 20 mH ; V – voltmetru de 15 V ; D_1, D_2 – celule cu seleniu pentru redresare în punte 28 V/1,5 A ; T_r – transformator de reţea 120 V–220 V/6,3 V–2 × 280 V – 25 V ; S_1 – siguranţă 0,5 A ; S_2, S_3 – siguranţe de 1 A , I – întreruptor bipolar.

însă în schema din fig. 9 transistorul T_3 de tip *p n p* este înlocuit printr-un transistor de tip *n p n* atunci schema se prezintă ca în fig. 10.

În această situaţie mărimile care se referă la T_1 şi T_2 rămîn neschimbate iar pentru T_3 avem rezistenţa de intrare între B'_3 şi A' pentru montaj cu emiter comun :

$$r'_{i_3} = r_{b_3} + r_r + r_e \frac{r_{c_3}}{r_{c_3} - r_{m_3} + r_{i_3}} \qquad (36)$$

iar amplificarea de curent de la bază la colector care intervine mai departe în calcul, este :

$$A'_{i_3} = \frac{r_{m_3}}{r_{c_3} - r_{m_3} + r_{e_3} + r_{i_2}}. \qquad (37)$$

Considerînd că transistorul T'_3 este echivalentul de tip *n p n* al transistorului T_3 – adică are aceeaşi parametri – şi înlocuind valorile acestor parametri în expresiile (36) şi (37) obţinem $r'_{i_3} \cong 1\,000\ \Omega$ şi $A'_{i_3} \cong 18{,}3$. Deci : $S' \cong 460$ şi $R'_{int} \cong 0{,}11\ \Omega$.

face tot după expresiile generale (27) şi (28) care devin :

$$S = 1 + \frac{R_i}{R_s} + \frac{R_i}{r'_{i_4}} A \qquad (38)$$

$$R_{int} = \frac{r'_{i_4}}{A - \frac{r'_{i_4}}{R_i}}. \qquad (39)$$

În aceste expresii înţelegem prin A amplificarea de curent de la punctul B_4 la cei trei emiteri în paralel ai transistorilor T_1 iar prin r'_{i_4} rezistenţa văzută între punctul B_4 şi minusul montajului cînd circuitul este deschis în B_4.

Deci :

$$r'_{i_4} = R_3 + \frac{R_{e_4} \cdot r_{i_4}}{R_{e_4} + r_{i_4}} \qquad (40)$$

iar r_{i_4} este rezistenţa de intrare a transistorului

T_4 în montaj cu baza comună şi cu rezistenţa $R_9 + P_2$ în serie în circuitul bazei.

$$r_{i_4} = r_{e_4} + (r_{b_4} + R_9 + P_2) \frac{r_{c_4} - r_{m_4} + \frac{R_{c_4} r_{i_3}}{R_{c_4} + r_{i_3}}}{r_{b_4} + R_9 + P_2 + r_c + \frac{R_{c_4} r_{i_3}}{R_{c_4} + r_{i_3}}}. \quad (41)$$

Amplificarea de curent de la punctul B_4 la emiterul lui T_4 este:

$$A_{B_4 - e_4} = \frac{R_{e_4}}{R_{e_4} + r_{i_4}}. \quad (42)$$

Amplificarea de la emiterul lui T_4 la colectorul său este

$$A_{e_4 - c_4} \cong \frac{r_{m_4}}{r_{c_4}}. \quad (43)$$

În această expresie am considerat că

$$\frac{R_{c_4} r_{i_3}}{R_{c_4} + r_{i_3}} \ll r_{c_4}.$$

Amplificarea de la colectorul lui T_4 la baza lui T_3 este:

$$A_{c_4 - b_3} = \frac{R_{c_4}}{R_{c_4} + r_{i_3}}. \quad (44)$$

Aici r_{i_3} este rezistenţa de intrare a transistorului T_3 în montaj cu emiterul comun, dar care are în emiter rezistenţa R_2 parcursă de curentul $I_{b_3} A_{b_3 - e_b}$ şi de curentul $I_{b_3} A_{b_3 - b_2} A_2 A_1$. Deci, rezistenţa de intrare echivalentă este:

$$r_{i_3} = r_{b_3} + (r_{e_3} + R_2) A_{b_3 - e_3} +$$
$$+ R_2 A_1 A_2 A_{b_3 - b_2} \cong R_2 A_1 A_2 A_{b_3 - b_2}. \quad (45)$$

Amplificarea de curent de la baza lui T_3 la colectorul său este:

$$A_{b_3 - e_3} \cong \frac{r_{c_3}}{r_{c_3} - r_{m_3} + R_2 A_1 A_2 A_{c_3 - b_2}} \quad (46)$$

iar amplificarea de curent de la colectorul lui T_3 la baza lui T_2 este:

$$A_{c_3 - b_2} = \frac{R_{c_3}}{R_{c_3} + r_{i_2}} \quad (47)$$

în care r_{i_2} este rezistenţa de intrare a transistorului T_2 în montaj cu emiterul comun, care are în serie pe emiter rezistenţa de intrare a transistorului T_1:

$$r_{i_2} \cong r_{b_2} + (r_{e_2} + r_{i_1}) \frac{r_{c_2}}{r_{c_2} - r_{m_2} + r_{e_2} + r_{i_1}} \quad (48)$$

iar

$$r_{i_1} \cong \frac{1}{3} \left[r_{b_1} + (r_{e_1} + R_{e_1} + 3 R_1) \cdot \frac{r_{c_1}}{r_{c_1} - r_{m_1} + r_e + R_{e_1} + 3 R_1 + 3 R_{e_1}} \right]. \quad (49)$$

Amplificarea de curent de la baza lui T_2 la emiterul său este:

$$A_{b_2 - e_2} = \frac{r_{e_2}}{r_{c_2} - r_{m_2} + r_{e_2} + r_{i_1} + R_{c_2}}. \quad (50)$$

În sfîrşit, amplificarea de curent de la emiterul lui T_2 la emiterul lui T_1 este:

$$A_{e_2 - e_1} = \frac{r_{c_1}}{r_{c_1} - r_{m_1} + r_{e_1} + R_{e_1} + 3R_1 + 3R_{c_1}}. \quad (51)$$

Deci, amplificarea de curent de la punctul B_1 la emiterii lui T_1 este:

$$A = A_{B_4 - e_1} =$$
$$= A_{B_4 - e_4} \cdot A_{e_4 - c_4} \cdot A_{c_4 - b_3} \cdot A_{b_3 - c_3} \cdot A_{c_3 - b_2} \cdot A_{b_2 - e_2} \cdot A_{e_2 - e_1}. \quad (52)$$

Analiza făcută asupra stabilizatoarelor de tip serie şi derivaţie, din punctul de vedere al stabilizării şi rezistenţei interne arată că stabilizatoarele de tip serie au performanţe mai bune la acelaşi consum de materiale. În special, stabilizatoarele cu transistor serie sînt recomandate atunci cînd variaţiile tensiunii de alimentare sînt mari, iar variaţiile sarcinii sînt mici. Cînd se urmăreşte obţinerea unei rezistenţe interne mici şi a unui factor de stabilizare mare şi este necesar un număr de trei sau patru etaje cu transistori nu se mai poate afirma care schemă e favorabilă în cazul general. Aceasta cu atît mai mult cu cît fiecare montaj cu mai multe etaje prezintă particularităţi constructive pentru obţinerea performanţelor specifice felului de lucru. De foarte multe ori în alegerea schemei intervin caracteristicile transistorilor de care dispunem şi de cele mai multe ori în acest sens intervin consideraţiile de putere aşa cum vom vedea mai departe.

5. Puterea disipată în transistorul final

Etajul final sau rezistenţa variabilă este elementul care limitează plaja de lucru a stabilizatorului, ca urmare a faptului că el disipă o putere de acelaşi ordin de mărime cu puterea debitată în sarcină. De aceea transistorul etajului final va fi ales exclusiv spre a îndeplini condiţiile de disipaţie de putere pe colector, condiţii impuse de plaja de lucru şi de schema de stabilizator folosită.

Transistorul din etajul care îl alimentează pe acesta, disipă o putere inferioară cu cel puţin un ordin de mărime şi de aceea nu ne ocupăm de el în mod special.

În cele ce urmează vom considera că stabilizatorul dă la ieşire o tensiune continuă U_s reglabilă între limitele $U_{s\,\min}$ şi $U_{s\,\max}$ fără a schimba tensiunea de alimentare a stabilizatorului. Curentul I_s debitat în sarcină de stabilizator variază între limitele $I_{s\,\min}$ şi $I_{s\,\max}$. Se consideră, de asemenea, că fluctuaţiile maxime ale

tensiunii alternative de reţea reprezintă δ % din valoarea nominală a acestei tensiuni care presupunem astfel că are variaţii de $-\frac{2\delta}{3}$ % şi $+\frac{\delta}{3}$ %.

Transistorul serie trebuie să preia între colectorul şi emiterul său variaţiile de tensiune care apar în funcţionarea stabilizatorului. Astfel el va prelua variaţia de tensiune $U_{s\,max} - U_{s\,min}$ cauzată de plaja de reglaj a tensiunii de ieşire.

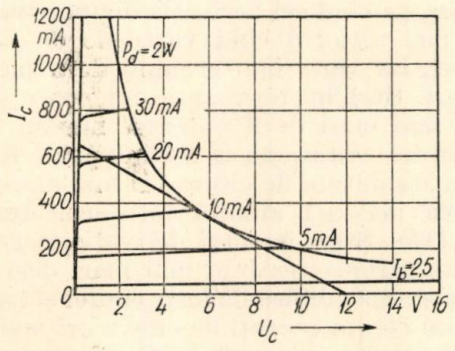


Fig. 12. Caracteristicile statice $I_c = f(U_c)$ la $I_b = \text{const}$ pentru transistorul OC15.

Pentru funcţionare normală între colector şi emiter trebuie să existe şi tensiunea minimă de lucru, $U_{ce\,min}$, necesară pentru ca transistorul să funcţioneze normal la curentul $I_{s\,max}$. Aceasta rezultă din caracteristicile transistorului (fig. 12) şi este destul de mică pentru a putea fi neglijată uneori. La bornele colector emiter ale transistorului serie se mai găseşte şi variaţia de tensiune datorită reţelei. $U_{s\,max} + U_{ce\,min}$ este tensiunea continuă minimă necesară la intrarea în stabilizator cînd acesta funcţionează la curentul maxim $I_{s\,max}$. Atunci aceasta reprezintă tensiunea continuă nominală micşorată cu $\frac{2\delta}{3}$ %. Deci, variaţia de tensiune — datorită fluctuaţiilor reţelei — pe care trebuie să o preia tot transistorul serie, este $\frac{U_{s\,max} + U_{ce\,min}}{100 - \frac{2\delta}{3}}$.

Astfel, căderea de tensiune maximă U_ε între colectorul şi emiterul transistorului serie, atunci cînd este parcurs de curentul maxim, este:

$$U_\varepsilon = U_{ce\,min} + U_{s\,max} - U_{s\,min} + \delta \frac{U_{s\,max} + U_{ce\,min}}{100 - \frac{2\delta}{3}}. \quad (53)$$

Această tensiune creşte cînd scade curentul de sarcină, deoarece transistorul serie trebuie să compenseze micşorarea căderii pe rezistenţa internă R_i a sursei de alimentare şi anume tensiunea între colector şi emiter devine:

$$U_{ce} = U_\varepsilon + R_i\,(I_{s\,max} - I_s). \quad (54)$$

Puterea disipată pe colector într-un punct de funcţionare este egală cu produsul dintre tensiunea colector bază şi curentul de sarcină. Deoarece practic $U_{ce} \cong U_{cb}$, se poate scrie:

$$P_{de} = U_{ce}\,I_s = U_\varepsilon\,I_s + R_i\,I_s\,(I_{s\,max} - I_s). \quad (55)$$

Anulînd derivata acestei expresii în raport cu I_s, se află valoarea curentului de sarcină pentru care puterea disipată în colector are valoarea maximă:

$$I_{sd} = \frac{U_\varepsilon + R_i\,I_{s\,max}}{2R_i}. \quad (56)$$

Dacă $R_i < \frac{U_\varepsilon}{I_{s\,max}}$ valoarea $I_{sd} > I_{s\,max}$, adică acest curent, şi deci şi maximul de putere disipată — rezultate pe cale analitică — nu se găsesc în plaja de lucru a stabilizatorului. În acest caz — cînd $R_i \leqslant U_\varepsilon / I_{s\,max}$, puterea de disipaţie maximă este:

$$P_{dc\,max} = U_\varepsilon\,I_{s\,max}. \quad (57)$$

Cînd $R_i > U_\varepsilon / I_{s\,max}$ introducerea lui I_{sd} din (56) în locul lui I_s din (55) dă puterea de disipaţie maximă a transistorului serie pentru acest caz:

$$P_{de\,max} = \frac{1}{2}U_\varepsilon\,I_{s\,max} + \frac{1}{4}\frac{U_\varepsilon^2}{R_i} + \frac{1}{4}R_i I_{s\,max}^2 \quad (58)$$

Menţionăm tot aici şi valoarea tensiunii continue E_1 la ieşirea filtrului, deci la intrarea stabilizatorului, pentru curentul maxim $I_{s\,max}$ şi pentru valoarea nominală a tensiunii de reţea:

$$E_1 = U_{ce\,min} + U_{s\,max} + \frac{2\delta}{3}\frac{U_{s\,max} + U_{ce\,min}}{100 - \frac{2\delta}{3}}. \quad (59)$$

Curentul minim $I_{s\,min}$ la care poate lucra acest stabilizator este curentul de colector I_{co} al transistorului serie, adică este curentul de colector cînd curentul de bază este nul şi $U_{ce} > U_{ce\,min}$ iar temperatura transistorului nu depăşeşte valoarea dată în catalog.

În toate aceste consideraţii orice curent cerut de detectorul de eroare sau de amplificatorul propriu-zis, a fost inclus în I_s.

La stabilizatorul cu transistor derivaţie se presupune pentru simplificare că atît detectorul de eroare cît şi celelalte etaje de amplificare derivează curenţi mici în comparaţie cu curentul transistorului final. De altfel şi acei curenţi pot fi incluşi în curentul de sarcină. Curentul maxim care trece prin colectorul transistorului derivaţie reprezintă suma mai multor curenţi. Astfel va exista curentul I_{co} amintit mai sus. Apoi considerînd că tensiunea pe sarcină rămîne constantă şi reţeaua nu variază, transistorul va prelua variaţiile curentului de sarcină $I_{c1} = I_{s\,max} - I_{s\,min}$. Tot prin el se va deriva curentul necesar spre a obţine pe

rezistența internă R_i diferența de tensiune dintre limitele de reglaj.

$$I_{c2} = \frac{U_{s\,max} - U_{s\,min}}{R_i}. \qquad (60)$$

În sfîrşit, tot prin el se va deriva şi curentul I_{c_3} care tot pe rezistența R_i va compensa fluctuațiile rețelei care sînt $\delta \frac{U_{s\,max}}{100 - \frac{2\delta}{3}}$.

$$I_{c_3} = \frac{1}{R_i} \frac{\delta U_{s\,max}}{100 - \frac{2\delta}{3}}. \qquad (61)$$

Deci curentul maxim prin acest transistor este :

$$I_{c\,max} = I_{c_0} + I_{c_1} + I_{c_2} + I_{c_3} = I_{c_0} + (I_{s\,max} - I_{s\,min}) + \frac{U_{s\,max} - U_{s\,min}}{R_i} + \frac{\delta U_{s\,max}}{100 - \frac{2\delta}{3}}. \qquad (62)$$

Pentru ca la valori mari ale curentului I_c să nu fie întrecută disipația de putere pe colector, se conectează în circuitul colectorului rezistența R_c care face ca tensiunea pe colector să scadă o dată cu creşterea curentului. De dorit ar fi ca valoarea lui R_c să fie cît mai mare. Ea este limitată însă de condiția ca la tensiunea minimă stabilizată şi la curentul maxim prin transistor, tensiunea pe colectorul transistorului să nu scadă sub $U_{ce\,min}$. Deci :

$$R_c = \frac{U_{s\,min} - U_{ce\,min}}{I_{c\,max}}. \qquad (63)$$

În acest caz puterea disipată pe colector este :

$$P_{dc} = (U_s - R_c I_c) I_c. \qquad (64)$$

Maximul acestei expresii are loc atunci cînd $I_c = U_s/2R_c$ şi are valoarea :

$$P_{dc\,max} = \frac{U_{s\,max}^2}{4 R_c} \qquad (65)$$

sau utilizînd relațiile (63) şi (62) :

$$P_{dc\,max} = \frac{U_{s\,max}^2}{4 (U_{s\,max} - U_{ce\,min})} \left[I_{c0} + I_{s\,max} - I_{s\,min} + \frac{U_{s\,max} - U_{s\,min}}{R_i} + \frac{\delta U_{s\,max}}{100 - \frac{2\delta}{3}} \right]. \qquad (66)$$

Valoarea tensiunii continue E_1 (fig. 3) care trebuie să apară la ieşirea filtrului atunci cînd curentul de sarcină are valoarea $I_{s\,max}$ iar curentul prin transistor are valoarea $I_c = I_{c_0}$ şi cînd rețeaua are valoarea nominală este :

$$E_1 = \frac{U_{s\,max}}{100 - \frac{2\delta}{3}}. \qquad (67)$$

Comparînd expresiile (66) şi (58) care dau puterea de disipație maximă admisibilă pentru elementul ce îndeplineşte funcția de rezistență variabilă, în cele două variante de stabilizatoare cu transistor, pot fi trase unele concluzii din acest punct de vedere. Astfel stabilizatorul derivație lucrează bine cu un redresor cu rezistență internă, R_i, mare, în timp ce stabilizatorul serie lucrează mai bine cu un redresor cu rezistență internă mică. Transistorul serie este folosit mai rațional cînd variațiile tensiunii de alimentare sînt mici iar variațiile de sarcină sînt mari, pe cînd cel derivație dimpotrivă, este folosit mai rațional cînd variațiile de sarcină sînt mici, iar variațiile tensiunii de alimentare sînt mari. Stabilizatorul serie nu poate debita curenți mai mari decît curentul maxim admisibil prin transistor, dar în schimb poate furniza tensiuni stabilizate de cîteva ori mai mari decît tensiunea maximă admisă între colectorul şi emiterul său. Stabilizatorul derivație, în general nu poate furniza tensiuni mai mari decît tensiunea maximă admisibilă între emiter şi colector dar poate debita curenți de cîteva ori mai mari decît curentul maxim admisibil prin transistor.

6. Stabilizatorul realizat practic şi date numerice asupra lui

În fig. 11 este expusă schema detaliată a acestui stabilizator de tip derivație cu transistori, realizat de autor, pentru tensiunea fixă de 12 V şi curentul de la 0 la 1 A.

Din considerentele de putere amintite mai sus, pentru condițiile de lucru impuse — tensiunea rețelei variază cu — 20 % şi + 10 % — transistorul T_1 a fost realizat dintr-un grup de trei transistori OC15 legați în paralel. Transistorii aceştia au în colector rezistența $R_{c_1} = 6\ \Omega$ calculată potrivit relațiilor (63) şi (66) în care $U_{ce\,min} = 0{,}6$ V. În emiterii acestor transistori s-au pus trei rezistențe mici pentru egalizarea curenților în punctul de disipație maximă. Rezistența R_{c_2} se dimensionează astfel ca să limiteze curentul prin T_3 în caz că accidental acesta ar creşte peste 100 mA. În acelaşi timp curentul maxim $I_{e_2\,max} = 3\ I_{b_1\,max}$ nu trebuie să producă tăierea lui T_2 prin căderea de tensiune pe R_{c_2}. Din fig. 12 se vede că $I_{b_1\,max} = 24$ mA.

Rezistența R_{c_3} nu se ia mai mare de 5 kΩ. În felul acesta la curentul maxim prin baza lui T_2 — cînd T_3 este aproape tăiat — tensiunea între baza lui T_2 şi emiterul lui T_1 să nu scadă sub 0,6 V. Aici 0,6 V este tensiunea între baza şi emiterul lui T_1 plus tensiunea între baza şi emiterul lui T_2 în condițiile respective de lucru, adică la curent maxim prin T_1. Rezistența R_1 care constituie o reacție negativă pentru T_1 şi T_2 a fost necesară pentru că tensiunea între colectorul şi emiterul lui T_3 nu trebuie să se anuleze, în timp ce — pentru tăierea curentului prin T_1 — tensiunea între baza lui

T_2 şi emiterul lui T_1 este necesar să se anuleze (fig. 11). Această condiţie se realizează prin trecerea curentului de sarcină I_s prin R_1, astfel că deşi $U_{b_2} - U_{e_1} = 0$ totuşi $U_{c_3} - U_{c_3} \neq 0$. Rezistenţa R_2 împreună cu curentul de sarcină ce trece prin ea, serveşte la menţinerea unui curent prin transistorul T_4, chiar cînd între baza şi emiterul lui T_3 tensiunea este zero. Această rezistenţă constituie şi ea o reacţie negativă. R_2 s-a luat astfel încît să cadă pe ea 0,6 V cînd este parcursă de curentul minim posibil de 1 A.

Primul etaj, constituit de transistorul de tip $n\,p\,n$ TF71, reprezintă în acelaşi timp şi detectorul de eroare. Tensiunea de referinţă se aplică pe bază, iar tensiunea de la ieşire — pe emiter. Deşi un montaj în tandem al transistorilor T_4 şi T_3 — colectorul lui T_4 legat la baza lui T_3 şi $R_{c_4} = \infty$ — ar fi dus la o creştere simţitoare a amplificării, a fost preferat acest montaj cu rezistenţa R_{c_4} în circuitul colectorului. Astfel transistorul T_4 nu lucrează la curenţi de colector de ordinul microamperilor, care ar face simţit efectul variaţiilor de temperatură. R_{c_4} s-a luat 4,5 kΩ astfel ca atunci cînd T_3 este tăiat, deci tensiunea pe R_{c_4} este egală cu tensiune pe R_2 (0,6 V) să circule prin T_4 un curent $I_{c_4} = 0{,}13$ mA.

Întrucît tensiunea de referinţă care se aplică pe baza lui T_4 trebuie să fie stabilizată cu cel puţin un ordin de mărime mai mult decît tensiunea la ieşirea stabilizatorului, aceasta nu va avea variaţii mai mari de 1 mV cînd reţeaua variază cu δ %. Tensiunea aceasta de referinţă s-a luat potenţiometric dintr-o tensiune înaltă stabilizată cu ajutorul a doi stabilovolţi fig. 11).

Folosind caracteristicile statice ale transistorilor OC15 (fig. 12) se determină $r_{c_1}(1-\alpha_1) = \left(\frac{\Delta U_{c_1}}{\Delta I_{c_1}}\right)_{I_{b_1}=\text{const}} = 80\,\Omega$ şi $\frac{\alpha_1}{1-\alpha_1} = \left(\frac{\Delta I_{c_1}}{\Delta I_{b_1}}\right)_{U_{c_1}=\text{const}} = 35$. Acestea s-au determinat pentru punctul M_1 (fig. 12). Rezultă $r_{c_1} \cong 2880\ \Omega$ şi $r_{m_1} \cong 2\,800\ \Omega$. Pentru T_2 se calculează aceleaşi valori în punctul M_2 (fig. 12) şi se obţine: $r_{c_2}(1-\alpha_2) = 750\ \Omega$ şi $\frac{\alpha_2}{1-\alpha_2} \cong 56$, deci $r_{c_2} \cong 42\,\text{k}\Omega$ şi $r_{m_2} \cong 41{,}2\ \text{k}\Omega$. Pentru etajul 3 se găseşte în acelaşi mod folosind caracteristicile din fig. 13: $r_{c_3} \cong 1{,}5\ \text{M}\Omega$ şi $r_{m_3} \cong 0{,}99\ r_{c_3}$. Înlocuind succesiv valorile numerice din schema din fig. 11 şi parametrii transistorilor deduşi din caracteristici în formulele (51) pînă la (38) se obţine: $A_{e_2-e_1} \cong 29$; $r_{i_1} \cong 30\ \Omega$; $A_{b_2-e_2} \cong 49$; $r_{i_2} \cong 1\,500\ \Omega$; $A_{c_3-b_2} \cong 0{,}77$; $A_{b_3-c_3} \cong 95$; $r_{i_3} \cong 65\ \text{k}\ \Omega$; $A_{c_4-b_3} \cong 0{,}065$; $A_{e_4-c_4} \cong 0{,}98$. În toate aceste calcule rezistenţele r_4 şi r_e din circuitul echivalent al transistorului, au fost neglijate în raport cu celelalte rezistenţe cu care interveneau în serie. Pentru r_{i_4} s-a măsurat experimental în punctul de funcţionare respectiv şi cu rezistenţa $R_9 = 7\ \text{k}\Omega$ în serie în circuitul bazei şi s-a obţinut $r_{i_4} \cong 100\ \Omega$. Mai departe $A_{B_4-e_4} \cong 0{,}5$ şi în sfîrşit $A_{B_4-e_1} \cong 3\,300$ iar $r_{i_4} \cong 70\ \Omega$. Deci rezistenţa internă a stabilizatorului este $R_{int} \cong 0{,}021\,\Omega$ iar $S \cong 280$ pentru $R_i = 6\ \Omega$.

Acest calcul a fost făcut pentru variaţii mici în jurul unui punct de funcţionare.

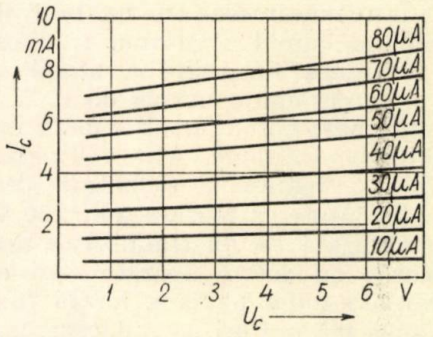


Fig. 13. Caracteristicile statice $I_c = f(U_c)$ la I_b = = const pentru transistorul OC72.

7. Detalii constructive şi verificări experimentale

Construirea stabilizatorului derivaţie cu transistori prezentat mai sus, nu comportă probleme deosebite. Principala preocupare constructivă este aceea ca elementele ce disipă putere — rezistenţe, transistori de putere — să fie degajate spre a nu încălzi ceilalţi transistori.

Cei trei transistori T_1 care la un punct de funcţionare ajung să disipe 6 W, au fost fixaţi pe o plăcuţă de cupru spre a favoriza răcirea. În emiterii acestor transistori derivaţie, au fost interca ate trei rezistenţe reglabile de cîte 0,5 Ω pentru egalizarea curenţilor de colector în regiunea de disipaţie maximă (0,35 A prin fiecare transistor). Pentru cazul cînd celulele cu seleniu îmbătrînesc, mărindu-şi rezistenţa, ca şi pentru cazul că transformatorul putea să dea mici diferenţe faţă de valorile pentru care a fost calculat, în serie cu bobinele de şoc s-a conectat o rezistenţă reglabilă de 5 Ω. În paralel cu ieşirea stabilizatorului s-a mai pus un condensator electrolitic care micşorează zgomotul de reţea. Pentru reglarea tensiunii de referinţă în limite mari, s-a folosit un potenţiometru P_1 de 50 kΩ, care nu este accesibil din exteriorul aparatului, iar pentru reglajul fin al tensiunii de referinţă, deci şi al tensiunii de ieşire a stabilizatorului este utilizat un potenţiometru P_2 de 500 Ω, scos la panou, care permite variaţia tensiunii de ieşire între 11,5 V şi 12,5 V.

Pentru variaţia tensiunii de reţea de la 180 V la 220 V şi la 240 V şi la un curent de sarcină de 0,5 A, tensiunea de ieşire variază cu −40 mV, 0 mV şi + 8 mV în jurul valorii de 12 V. Pentru variaţia curentului de sarcină de la 0 la 0,5 A şi la 1 A cînd tensiunea de reţea este 220 V apare o variaţie a tensiunii de ieşire de

—7 mV, 0 mV şi + 15 mV. Tensiunea zgomotului de reţea la ieşirea stabilizatorului variază de la cîţiva mV la 25 mV în condiţiile cele mai defavorabile ale funcţionării amplificatorului stabilizatorului.

Măsurarea variaţiilor de tensiune continuă stabilizată a fost făcută după un timp de 15 minute de la pornirea stabilizatorului. Ea a constat din măsurarea cu un milivoltmetru electronic de curent continuu, a diferenţelor dintre tensiunea de ieşire a stabilizatorului descris şi o tensiune continuă de 12 V riguros stabilizată, luată potenţiometric de la un redresor stabilizat electronic. Atît voltmetrul electronic cît şi redresorul stabilizat electronic, au fost alimentate cu tensiunea de 220 V alternativ, stabilizată de un stabilizator magnetic. Măsurătorile cu aceste aparate s-au efectuat la 30 minute după punerea lor în funcţiune. Durata unei măsurători nu a depăşit un minut şi fiecare măsurătoare a fost repetată.

8. Concluzii

În general, pentru stabilizatorii cu transistori obţinerea unei tensiuni de referinţă cît mai stabilă constituie poate cea mai dificilă parte. Acest lucru devine mai simplu prin utilizarea diodelor cu siliciu [1] cînd se foloseşte fie aceeaşi tensiune care alimentează stabilizatorul, fie o altă tensiune obţinută prin redresarea unei tensiuni alternative joase de pe o înfăşurare separată a transformatorului. În cazul stabilizatorului realizat de autor, lipsind diodele cu siliciu şi pentru a evita folosirea pilelor etalon a fost necesar să se redreseze o tensiune înaltă, să se stabilizeze aceasta prin tuburi cu neon şi să se ia potenţiometric tensiunea de referinţă de 10 V. Aceasta pe lîngă faptul că măreşte volumul ocupat de stabilizator, introduce, prin divizorul potenţiometric, o rezistenţă a sursei de tensiune de referinţă r_r, destul de mare, care cere o amplificare mai mare a amplificatorului stabilizatorului.

Unul dintre domeniile în care stabilizatorii cu transistori pot fi utilizaţi cu succes este alimentarea stabilizată în curent continuu a filamentelor tuburilor electronice. În această situaţie obţinerea tensiunii de referinţă este simplificată simţitor deoarece în montajul electronic există o tensiune continuă redresată şi uneori chiar stabilizată.

Prin performanţele sale, stabilizatorul prezentat aici nu se situează printre ultimele în acest gen prezentate în literatura de specialitate [2], [5], [7].

BIBLIOGRAFIE

[1] SMITH, D. H. : *The suitability of the silicon alloy junction diode reference standard in regulated metallic rectifier circuits.* Comunication and Electronics (1955) nr. 16, p. 645.

[2] MIDDLEBROOK, R. D.: *Design of transistor regulated power supplies.* Proc. Inst. Radio Engrs. (1957) 11, p. 1502.

[3] SHEA, R. F. : *Principles of transistor circuits.* John Wiley Sons. Inc., New York, 1953.

[4] HUNTER, L. P. : *Handbook of semiconductor electronics.* Mc Graw-Hill Book Co. Inc., New York-Toronto-London, 1956.

[5] KELLER, J.W. : *Regulated transistor power supply design.* Electronics (1956) 29, p. 168.

[6] WAGNER, B. und TAGER, W.: *Neuheiten auf dem Gebiete der Elektronik.* Radio und Fernsehen, (1957) nr. 16, p. 500.

[7] RICHARD, C.S. : A *compact stabilized d. c. supply for valve heaters.* Electronic Engineering (1957) dec. p. 604.

MARTIN BIRNBAUM*)

LEFORDITVA
Tf 605/59

Electrodă pentru carotaj radioactiv „neutron-neutron"

CZ 550.835 : 622.323.014.2

Introducere

În ultimii ani, în industria petrolului, şi-au găsit aplicaţie din ce în ce mai largă metodele de investigaţii bazate pe folosirea materialelor radioactive. Dar, în afara metodelor, astăzi curente, de carotaj electric sau radioactiv (cu ajutorul reacţiilor γ sau $n\gamma$) în carotarea sondelor se poate aplica o metodă nouă de cercetare. Metoda constă în următoarele : în sondă se introduce o sursă de neutroni (Ra—Be sau Po-Be) şi o electrodă cu un detector de radiaţie pentru neutroni, care este insensibil la fluxul de neutroni, care vin din direcţia sursei (fig. 1). Acest lucru se realizează punînd pe direcţia sursei şi a detectorului de radiaţii (între ele) parafină, care termalizează neutronii care vin de la sursă şi cadmiu care opreşte aceşti neutroni să ajungă la detectorul de radiaţii. O parte din neutronii daţi de sursă se răspîndesc însă, spre straturile prin care trece sonda şi funcţie de natura stratului o parte mai mare sau mai mică din ei sînt termalizaţi, unii dintre ei ajungînd la detectorul de radiaţie. Este evident deci, că electroda lansată în sondă va înregistra mai puţine sau mai multe pulsuri, funcţie de com-

*) Ing. M. BIRNBAUM este inginer la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

poziţia chimică a straturilor. Dintr-un astfel de gen de măsurătoare se pot deduce deci, informaţii cu privire la straturile prin care trece sonda.

O informaţie foarte preţioasă, care poate fi căpătată în condiţii avantajoase numai cu această metodă este, de exemplu aflarea limitei de separaţie a unui strat de apă şi a unuia de ţiţei. Acest lucru se bazează pe faptul că cele două substanţe au o compoziţie diferită de hidrogen, lucru care se pune în evidenţă prin numărul de neutroni reflectaţi de fiecare strat. Evident problema dificilă constă în proiectarea şi executarea unei electrode speciale care să permită lucrul cu un detector de radiaţie de tipul contorului de neutroni termici (contor umplut cu triflorură de bor). Greutăţile care se întîmpină la proiectarea şi realizarea experimentală a unei astfel de electrode sînt multiple şi de diverse naturi. Semnalăm dintre ele pe cele de mai jos :

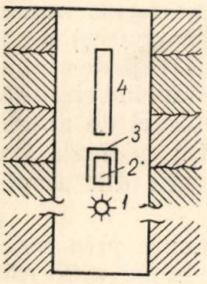


Fig. 1. Principiul metodei :

1 – sursa de neutroni ; *2* – bloc de parafină ; 3 – bloc de cadmiu ; *4* – electroda cu detectorul de radiaţie.

— electroda trebuie să aibă dimensiuni reduse ($\varnothing$ext $\leqslant$ 45 mm) pentru a putea fi lansată chiar pe tubing. Acest lucru aduce o reală economie în timpul de lucru şi deci al costului unei operaţii de carotaj ;

— întrucît aparatura de sol există, electroda trebuia înscrisă într-o mărime de gabarit limitată. Dimensionată corespunzător, ea nu va cere deci o aparatură de sol diferită de cea care se întrebuinţează în carotajul radioactiv cu surse γ ;

— electroda trebuie să fie proiectată în aşa fel încît să se poată realiza în ţară, cu materiale electronice curente (excluzînd controlul de neutroni) ;

— în fine trebuiau avute în vedere o seamă de considerente legate de specificul lucrului cu o astfel de electrodă (robusteţe, etanşeitate, rezistenţă la presiune mare etc.).

Tema propusă

Se cere deci, ca electroda să permită înregistrarea la suprafaţă a semnalelor date de contorul de neutroni. Ştiindu-se că contorul de neutroni dă pulsuri avînd o amplitudine de ordinul milivolţilor se cere ca în electrodă să fie înglobat un amplificator care să permită transmiterea acestor pulsuri la sol, cu un nivel de amplitudine acceptabil.

Pe de altă parte, tot în electrodă trebuie să fie înglobată o sursă de înaltă tensiune, necesară pentru alimentarea contorului de neutroni.

În privinţa regimului de lucru, electroda trebuie să poată lucra în medii ambiante cu temperaturi de circa 70—75°C (temperatură corespunzătoare unei adîncimi de aproximativ 2 000 m).

Descrierea schemei bloc alese

Schema bloc a electrodei este arătată în fig. 2. Întreaga electrodă trebuie să fie alimentată cu o tensiune continuă de 150 V, care este furnizată de un redresor existent în aparatura de sol. Schema bloc propusă cuprinde :

1. Un detector de radiaţii de tipul CHM—7 avînd platoul cuprins între 1 200 şi 1 500 V. Tensiunea recomandată este de 1 350 V.

2. O sursă de înaltă tensiune putînd furniza o tensiune de circa 1 500 V.

3. Un amplificator, care primind la intrarea lui pulsuri avînd amplitudinea în jur de 1 mV trebuie să aibă un astfel de factor de amplificare încît să să poată da la ieşire pulsuri de ordinul volţilor, suficiente ca amplitudine pentru a declanşa :

4. un circuit de standardizare (de formare) care, declanşat de impulsurile venite de la amplificator, dă la ieşirea lui pulsuri standard, de aceeaşi amplitudine şi durată, indiferent de forma şi mărimea pulsurilor ce l-au declanşat (evident în anumite limite).

5. Un circuit de adaptare care trebuie să poată trimete de-a lungul celor 1 500—2 000 m de cablu pulsurile date de contor pentru a fi înregistrate de aparatura de la sol. Acest circuit este un etaj repetor catodic.

Sursa de înaltă tensiune este alcătuită dintr-un oscilator blocat care are cuplat cu bobinajul din

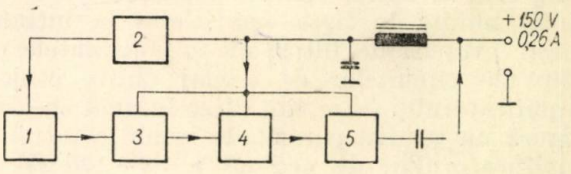


Fig. 2. Schema bloc a electrodei :

1 – detector de radiaţie ; *2* – sursa de înaltă tensiune ; 3 – amplificator de impulsuri ; *4* – circuit de formare ; *5* – etaj de adaptare.

placa tubului oscilator, un bobinaj secundar ridicător de tensiune care alimentează o diodă redresoare.

Filamentul diodei redresoare este încălzit, tot în impulsuri, printr-un bobinaj montat pe acelaşi transformator.

Schema principială

Amplificatorul de impulsuri. Făcîndu-se măsurători asupra detectorului de radiaţie s-a constatat că, curba diferenţială care reprezintă numărul de impulsuri funcţie de amplitudinea lor (fig. 3) prezintă regiunea de maxim în jurul valorii de 1 mV.

Apreciind la circa 3V amplitudinea necesară declanşării circuitului de standardizare, rezultă că amplificatorul de impulsuri trebuie să aibă un factor de amplificare

$$A_0 \simeq 3000.$$

Ca soluţie, s-a ales un amplificator cu cuplaj RC cu patru etaje de amplificare. Au fost necesare patru etaje de amplificare atît pentru păstrarea relaţiei de fază (circuitul standardizor se declanşează cu pulsuri de polaritate negativă) ca şi pentru obţinerea factorului de amplificare necesar într-o bandă de frecvenţă suficient de largă pentru a nu strica frontul impulsului dat de contor. Ţinînd seama că la intrarea amplificatorului se aplică pulsuri de polaritate negativă, în catodele tuburilor amplificatorului au fost introduse rezistenţe de negativare automată, funcţionarea în curent continuu a tuburilor ţinînd seama de polaritatea impulsurilor care trebuie amplificate.

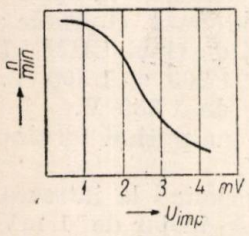


Fig. 3. Variaţie numărului de impulsuri funcţie de amplitudinea lor.

În plus, aceste rezistenţe asigură o reacţie negativă locală, ceea ce ajută la stabilizarea performanţelor amplificatorului. În catodele lui T_2 şi T_4 s-au prevăzut nişte condensatori de valoare mică care îmbunătăţesc răspunsul amplificatorului în domeniul frecvenţelor înalte.

În amplificator sînt prevăzute trei grupuri de filtrare în cascadă, astfel încît tensiunea pulsatorie la ieşirea amplificatorului (brumul) să fie minim în lipsa semnalului la intrare. Aceste grupuri de filtraj cît şi constantele de timp ale circuitelor de cuplaj dintre etajele amplificatorului (care sînt alese în mod special) asigură un semnal parazit de brum la intrarea amplificatorului, de ordinul a 50—100 μV şi deci un raport semnal pe zgomot de ordinul a circa 20 dB, valoare cu totul suficientă în cazul de faţă.

Amplificatorul este proiectat pe tuburi 6Ж1—П, pentode miniatură, care au un produs bandă cîştig foarte bun, permiţînd obţinerea unui factor de amplificare mare într-o bandă largă.

Ultimul etaj al amplificatorului este proiectat pe un tub subminiatură trioda 6с7—б.

Deoarece singura tensiune disponibilă în electrodă este cea de 150 V, filamentele tuburilor 6Ж1—п sînt alimentate în serie, împreună cu filamentele celorlalte tuburi din electrodă.

Circuitul de formare. Impulsurile negative care vin de la amplificatorul de impulsuri, sînt diferenţiate de un circuit avînd o constantă de timp corespunzătoare şi declanşează apoi, dacă au amplitudine suficientă, circuitul de standardizare.

Acest circuit de standardizare a fost introdus pentru mai multe motive : întrucît nu se urmăreşte cunoaşterea energiilor particulelor care lovesc contorul (deci nu importă amplitudinea pulsurilor generate de contor) este convenabil pentru aparatura de suprafaţă, să înregistreze pulsuri de aceeaşi amplitudine.

— pentru obţinerea unor amplitudini de pulsuri mari, dacă s-ar fi păstrat forma impulsului (aşa cum este format de contor) ar fi fost necesare încă cel puţin două etaje de amplificare dimensionate special. Introducînd circuitul de formare se pot obţine impulsuri de amplitudine mare pentru amplitudini mici ale impulsurilor de declanşare care vin din amplificator.

— pentru a nu avea o atenuare prea mare a cablului pe care se transmit impulsurile este de dorit ca durata impulsurilor să fie suficient de mare.

Pentru aceasta circuitul de formare generează impulsuri de circa 20—30μs durată.

Introducerea circuitului de formare prezintă avantajul că, în lipsa semnalului util, zgomotul care apare parazit la ieşirea electrodei este minim.

Dacă ar mai fi existat vreun etaj de amplificare, atunci acesta ar fi amplificat şi zgomotul (brum-ul) la suprafaţă punîndu-se probleme mai grele de separare a semnalului util de zgomot.

Pentru circuitul de formare a fost aleasă soluţia unui multivibrator monostabil cu cuplaj catodic, cu rezistenţa grilei tubului T_6 dusă la tensiunea pozitivă de alimentare.

Circuitul este dimensionat astfel încît în mod normal tubul T_6 conduce, producînd pe rezistenţe din catodă o cădere de tensiune suficient de mare pentru a ţine tăiat tubul T_5.

Cînd pe placa lui T_5, respectiv pe grila lui T_6 vine un impuls negativ, aceasta taie tubul T_6, T_5 intrînd în conducţie un timp determinat de constanta de timp $R_{21}C_{14}$ şi de jocul tensiunilor continue din circuit.

Întrucît frecvenţa maximă a pulsurilor generate de contor, în cazul sursei de neutroni cu care s-a făcut experimentarea nu este mai mare de circa 200 Hz şi presupunînd pulsurile egal distanţate (deci la circa 5 ms) rezultă că timpul mort al circuitului de formare (evaluat la circa 50—60 μs) nu poate influenţa măsurătorile care se fac cu electroda.

Circuitul de standardizare, generează pulsuri de 70—75 V amplitudine şi 20—30 μs durată. El este proiectat a fi construit pe tuburi subminiatură, de tipul 6C75, alese din motive de dimensiuni mici, curent de filament convenabil, tensiune de tăiere pe grilă mică etc.

Etajul de adaptare. Impulsurile generate de circuitul de standardizare trebuie transmise pe acelaşi cablu de alimentare pînă la suprafaţă, pentru a putea fi înregistrate.

Măsurătorile făcute pe cablul existent la aparatura din ţară, arată următoarele :

rezistenţa proprie în curent continuu : $R_c = 36\Omega$;

impedenţa caracteristică a cablului : $Z_0 \cong 50\Omega$;

capacitatea parazită totală : $C_p = 1{,}6\ \mu F$.

Cu ajutorul acestor parametrii, se poate calcula atenuarea pe care o va introduce cablul în zona frecvenţelor înalte :

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{CZ_0}{2} = \frac{36}{100} + \frac{1{,}610^{-6}50}{2} \cong 0{,}36.$$

Ţinînd seama de durata impulsurilor generate de circuitul de formare, se poate aproxima (fiind de altfel verificat practic) atenuarea introdusă de cablu la valoarea $\alpha = 0{,}5$.

Etajul de adaptare trebuie să poată debita deci impulsurile pe o linie de circa 50 Ω, impedanţă caracteristică.

S-a ales pentru a răspunde acestor necesităţi un etaj de tip repetor catodic construit pe tubul UL 84. Impedanţa de ieşire a acestui etaj este de circa 80Ω, suficient de apropiată de impedanţa caracteristică a cablului pentru a nu apare reflecţii mari de semnal pe linie.

Pe cablu, repetorul catodic debitează pulsuri de 25—30 V amplitudine, care după ce sînt atenuate de-a lungul lui ajung la aparatura de suprafaţă, avînd o amplitudine de circa 10—15 V.

Etajul repetor catodic debitează semnalul pe linia de alimentare, prin intermediul unui condensator de 1 μF (valoare calculată ţinînd seama de rezistenţa ce se inseriază cu linia de alimentare şi pe care se culege semnalul la suprafaţă).

Sursa de alimentare cu înaltă tensiune. Pentru alimentarea contorului de neutroni este nevoie de o tensiune continuă de circa 1 400 V.

Tensiunea înaltă se obţine în felul următor :

— tubul T_8, funcţionează ca oscilator blocat cu bobinajele L_1 (de placă) şi L_2 (de grilă). El produce în bobinajul primar L_1 pulsuri negative de tensiune de circa 120 V amplitudine.

Pe acelaşi transformator este montat un secundar ridicător de tensiune în raport 12 :1.

— tensiunea înaltă care apare în secundarul L_3 sub formă de pulsuri (pozitive mari şi negative mici acestea din urmă apărînd din funcţionarea oscilatorului blocat) fig. 4, este redresată cu ajutorul diodei T_9 şi a condensatorului C_{21}.

Pe acelaşi transformator s-a prevăzut un secundar L_4 pentru încălzirea la filament a lui T_9.

Transformatorul cu cele patru înfăşurări se construieşte pe un miez de material magnetic special (mumetal) prezentînd avantaje ca : număr de spire mic, dimensiuni (volum şi gabarit) mici etc.

Oscilatorul blocat lucrează pe o frecvenţă de ordinul a 3 000—5 000 Hz.

Ţinînd seama de specificul lucrului cu contori de neutroni, înalta tensiune este filtrată cu trei grupuri de filtraj (R_{32}, R_{33}, R_{34} şi C_{22}, C_{23}, C_{24}) astfel încît tensiunea pulsatorie pe contor este de ordinul zecilor de microvolţi, pe grila tubului amplificator ajungînd o tensiune pulsatorie cel puţin cu un ordin de mărime mai mică.

Oscilatorul blocat este proiectat pe un tub T_8 UL84 care se alimentează la filament în paralel cu tubul T_7. Redresoarea de înaltă tensiune este o lampă DY80, aleasă pentru puterea mică necesară la filament cît şi pentru a suporta tensiunea inversă care apare la bornele ei.

Alimentarea anodică şi de filamente Electroda proiectată consumă la tensiunea de 150 V un curent de 260 mA. O parte din acest curent (200 mA) se foloseşte pentru alimentarea la filament a tuburilor montate în serie iar restul (60 mA) pentru alimentarea anodică.

Pentru tuburile 6Ж1—П s-a prevăzut (întrucît ele au un curent de filament de 175 mA) o rezistenţă de 1 kΩ care se pune în paralel cu filamentele celor trei tuburi montate în serie.

Proiectarea de construcţie

Realizarea experimentală a electrodei pentru carotaj neutron-neutron este mult îngreuiată de condiţia impusă prin tema, ca electroda să poată fi lansată şi prin tubing. Ţinînd seama că ea trebuie introdusă şi într-o „cămaşe de presiune" rezultă că diametrul maxim al electrodei poate fi de circa 40 mm. În fapt, electroda s-a construit pe un diametru de 36 mm. Pentru aceasta s-au folosit tuburi miniatură (seria şapte picioare şi seria noval) şi subminiatură, piese componente de dimensiuni mici etc.

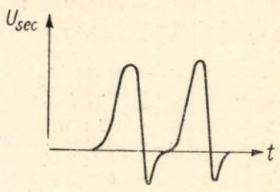


Fig. 4. Forma tensiunii înalte care apare în secundarul L_3

Condiţiile de lucru ale electrodei au impus folosirea pieselor tropicalizate (condensator) avînd ca limită de temperatură circa +70—80°C.

S-au luat precauţii speciale pentru izolarea sursei de înaltă tensiune.

Condensatorul de atac al grilei primului tub amplificator este de tipul condensatorilor ceramici pentru tensiune de lucru mare şi este asamblat cu o montură specială de plexiglas.

Tuburile electronice şi piesele întrebuinţate sînt solicitate, în mod special, la circa jumătate

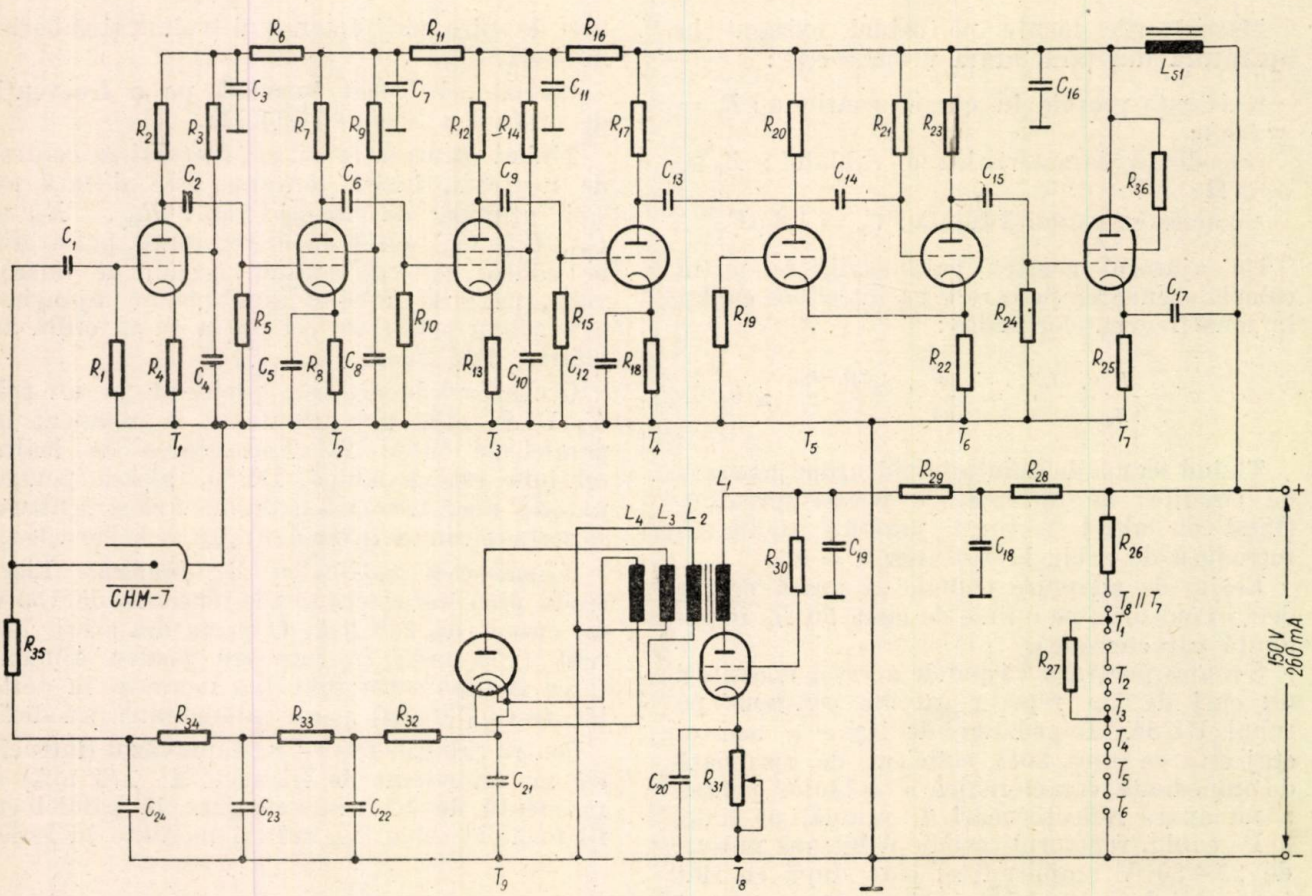


Fig. 5. Schema electrodei construite

Lista pieselor componente.

R_1 = 5,6 MΩ 1 W
R_2 = 4,7 kΩ 0,5 W
R_3 = 25 kΩ 0,5 W
R_4 = 100 Ω 0,25 W
R_5 = 180 kΩ 0,25 W
R_6 = 10 kΩ 0,5 W
R_7 = 4,7 kΩ 0,5 W
R_8 = 500 Ω 0,25 W0,25 W
R_9 = 25 kΩ 0,5 W
R_{10} = 180 kΩ 0,25 W
R_{11} = 10 kΩ 0,5 W
R_{12} = 10 kΩ 0,5 W
R_{13} = 500 Ω 0,25 W
R_{14} = 25 kΩ 0,5 W
R_{15} = 25 kΩ 0,25 W
R_{16} = 10 kΩ 0,5 W
R_{17} = 5 kΩ 0,5 W
R_{18} = 330 Ω 0,5 W
R_{19} = 50 Ω 0,25 W
R_{20} = 50 kΩ 0,25 W
R_{21} = 100 kΩ 0,5 W
R_{22} = 220 Ω 0,5 W
R_{23} = 10 kΩ 0,5 W
R_{24} = 560 kΩ 0,5 W
R_{25} = 24 Ω 2 W
R_{26} = 300 Ω 2 W
R_{27} = 1 kΩ 1 W
R_{28} = 680 Ω 1 W
R_{29} = 680 Ω 1 W
R_{30} = 1 kΩ 1 W
R_{31} = 1kΩ 1 W
R_{32} = 1,5 MΩ 0,25 W
R_{33} = 1,5 MΩ 0,25 W
R_{34} = 1,5 MΩ 0,25 W
R_{35} = 50 MΩ 1 W
C_1 = 100 pF 5 kV
C_2 = 150 pF 250 V
C_3 = 0,015 μF 400 V
C_4 = 0,01 μF 400 V
C_5 = 224 pF
C_6 = 150 pF 850 V
C_7 = 0,015 μF 400 V
C_8 = 0,01 μF 400 V
C_9 = 0,01 μF 400 V
C_{10} = 0,01 μF 400 V
C_{11} = 0,015 μF 400 V
C_{12} = 15 000 pF
C_{13} = 300 pF 250 V
C_{14} = 1 000 pF 250 V
C_{15} = 5 000 pF 250 V
C_{16} = 1 μF 160 V
C_{17} = 1 μF 160 V
C_{18} = 0,5 μF 160 V
C_{19} = 0,5 μF 160 V
C_{20} = 0,5 μF 160 V
C_{21} = 4 700 pF 2 500 V
C_{22} = 8 700 pF 2 500 V
C_{23} = 8 700 pF 2 500 V
C_{24} = 8 700 pF 2 500 V
T_1 = 6 Ж 1 П
T_2 = 6 Ж 2 П
T_3 = 6 Ж 2 П
T_4 = 6 C7B
T_5 = 6 C7B
T_6 = 6 C7B
T_7 = UL84
T_8 = UL84
T_9 = DY80
L_{S_1} = 1 HY 0,25 A

din datele lor nominale (puteri de disipaţie, curenţi de lucru etc.).

Toate aceste precauţii au făcut posibilă executarea în bune condiţii a electrodei de carotaj neutron-neutron, a cărei funcţionare a fost verificată de către specialiştii Întreprinderii de carotaj radioactiv cu ocazia unor măsurători făcute la sonda 22 Moreni.

Autorul doreşte să mulţumească, şi pe această cale tovarăşului Teodor Mălureanu pentru efortul deosebit depus la realizarea practică a electrodei.

Observații asupra propunerii de terminologie pentru instalații automate

CZ 621–52 (083.72)

Standardizarea unei terminologii unice pentru domeniul automaticii va prezenta o deosebită utilitate din mai multe puncte de vedere. Între altele, va contribui la unificarea modului de prezentare a lucrărilor didactice și științifice din acest domeniu, ușurînd astfel asimilarea lor; apoi va ajuta ca în practică, între proiectanții, beneficiarii și executanții lucrărilor de automatizare să se stabilească exact și fără echivoc performanțele pe care trebuie să le realizeze o anumită instalație. Prescripțiile de întreținere și exploatare a instalațiilor vor putea fi de asemenea redactate mai clar și fără

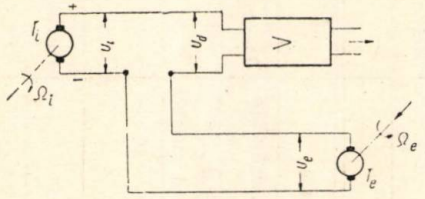


Fig. 1. Instalație automată în circuit închis:
Ω_i – mărime de comandă; T_i – traductor de intrare;
U_i – mărime de intrare; U_d – mărime de acționare;
U_e – mărime de reacție; T_e – traductor de reacție;
Ω_e – mărime de ieșire.

ambiguități. Lucrările Comisiei de automatizare în această direcție [1] sînt — din aceste motive — foarte binevenite.

Pînă la apariția proiectului complet de terminologie este, desigur, prematur să se aprecieze global în ce măsură lucrarea acoperă acest domeniu, dar se pot face observații asupra unor părți din ea.

Este interesant de comparat lista termenilor definiți, cu termenii corespunzători din cîteva limbi de mare circulație (tabela 1). Majoritatea termenilor românești corespund ca sens celor străini (de exemplu: *element de amplificare, mărime de intrare, de ieșire*). Se remarcă însă că în lista noastră a fost omis termenul *mărime perturbatoare* sau *de perturbație*, care trebuie definit în capitolul 2. Se mai remarcă apoi că termenii *dispozitiv de automatizare, instalație automatizată* etc. au fost preferați celor de *regulator, instalație reglată* sau *controlată*, mai apropiați de cei străini ca formă.

Lucrul este justificat deoarece *regulator*, deși este un termen larg folosit, este neclar în limba română, însemnînd uneori întregul dispozitiv de automatizare, alteori un anumit subansamblu mecanic (de exemplu regulatorul centrifugal de la un motor termic), alteori unul sau mai multe aparate electronice, pneumatice etc. cu rol de element de comparație, de amplificare și de corecție. Totuși e greu de presupus că un termen ca *regulator*, atît de integrat în vocabularul curent, va dispărea, astfel încît ar fi preferabil ca el să fie inclus în terminologie, precizîndu-i-se desigur înțelesul în modul socotit de Comisia de automatizări cel mai adecvat.

Examinînd definițiile termenilor, ne vom opri la *elementul de comparație, elementul și mărimea de execuție, valoarea staționară și prescrisă.*

Elementul de comparație are unele caractere care îl deosebesc de celelalte elemente ale instalațiilor automate atît de mult încît se pune întrebarea dacă mai poate fi inclus între ele. În primul rînd elementul de comparație are *două* intrări și o ieșire, pe cînd toate celelalte elemente au o singură intrare și o ieșire. Elementul de comparație nu are o funcție de transfer, pe cînd toate celelalte elemente sînt caracterizate de cîte o astfel de funcție. Apoi, în majoritatea cazurilor elementul de comparație nu are o delimitare fizică precisă, ci este mai degrabă o noțiune fictivă, comodă, introdusă pentru a face mai clar raționamentul pe scheme bloc.

Luînd chiar exemplele din proiectul de terminologie — cap. 3 — se poate constata că în două din cele trei exemple nu se poate delimita clar un aparat sau un grup de aparate care să formeze elementul de comparație. Astfel în exemplul 2 (fig. 1), nu există un element de comparație fizic, ci operația de comparare se face între bornele traductorului de intrare, de reacție și ale amplificatorului. Această situație este foarte frecventă în servosistemele cu elemente electrice, electronice sau magnetice, adică într-o categorie foarte largă de sisteme.

În exemplul 4 (fig. 2 și 3), de asemenea este foarte dificil de delimitat elementul de comparație. În descrierea sistemului se spune că elementul este format din: tubul plonjor T, conducta G și compresorul F. În schimb nu se spune nimic despre traductorul de reacție. Corect este însă a considera tubul plonjor T ca traductor; sursa de aer comprimat F și conducta G nu pot constitui — în cazul de față — un ele-

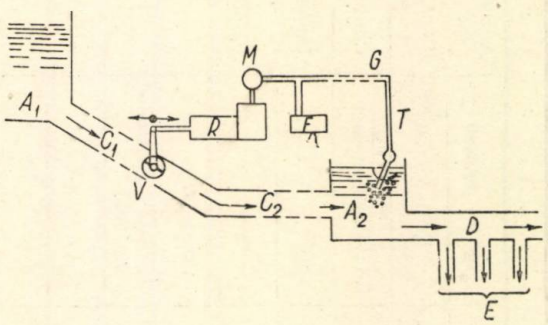


Fig. 2. Reglarea nivelului apei într-un rezervor de egalizare:
A_1 – bazin amonte; A_2 – bazin aval; C_1C_2 – conductă de alimentare amonte și aval; D – conductă de distribuție; E – derivații spre consumator; V – vană fluture; R – motor; F – compresor de aer; G – conductă de aer comprimat; T – tub plonjor (ajustabil); M – manometru pentru presiunea aerului.

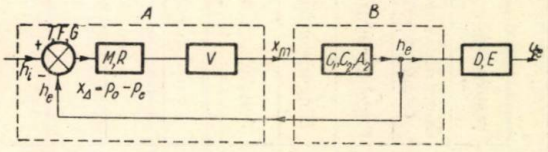


Fig. 3. Schema funcțională a instalației din fig. 2:
A – dispozitivul de automatizare compus din tubul T, conducta G, compresorul F, manometrul M motorul R și vana fluture V; B – instalația automatizată compusă din conducta C_1C_2 și bazinul A_2.

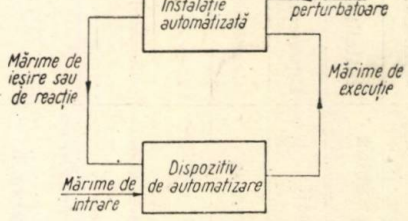


Fig. 4. Schema bloc după norma germană și elvațiană.

ment de comparație, deoarece nu au decît rolul de a furniza aer comprimat pentru alimentarea sistemului. În acest exemplu deci, ca și în cel anterior, nu există un element de comparație, iar funcțiunea de a compara mărimile de intrare și de reacție este îndeplinită de celelalte elemente ale servosistemului.

De fapt, asupra elementului de comparație nu există nici în străinătate o concepție unică. Norma americană AIEE îl denumește *„summation point"* = punct de însumare (algebrică), iar nu *„summation element"*, probabil pentru a sublinia faptul că nu este vorba atît de un aparat sau un ansamblu fizic, cît de un „punct" convențional, în care elementele care produc mărimile de intrare și de reacție își suprapun efectele. Norma germană DIN 19226 și cea elvețiană merg chiar mai departe și elimină complet din schemele bloc acest element, ca în fig. 4.

Tablou comparativ al termenilor propuși cu cei utilizați în străinătate Tabela 1

Romînia	U.R.S.S.	Elveția		Germania	S.U.A.	Anglia	Italia
Instalație automată (sistem automat)	Автоматическая система	Circuit de réglage	Regelkreis	Regelkreis	Control system	Automatic control system closed loop	Circuito di regolazione
Instalație automatizată	Автоматизированная система	Installation réglée	Geregelte Anlage (Regelstrecke)	Regelstrecke	Process, controlled system	Plant, controlled member	Zona di regolazione
Dispozitiv de automatizare (automat)	Автоматический регулятор	Equipement de réglage	Regeleinrichtung	Regler	Controlling means	Control system	Regolatore
Mărime de intrare	Входная величина	Grandeur d'entrée	Eingangsgrösse	Eingangs-grösse	Input	Input signal	
Mărime de ieșire	Регулирующее воздействие	Grandeur de sortie	Ausgangsgrösse	Ausgangs-grösse	Output	Output signal	Grandezza di uscita
Mărime de comandă	Управляющее воздействие				Command		
Mărime comandată indirect	Регулируемая величина				Indirectly controlled variable		
Mărime de reacție	Величина обратной связи						
Mărime de execuție	Исполнительная величина						
Mărime de acționare	Величина воздействия				Actuating signal		
Mărime de referință		Grandeur de référence	Leitgrösse	Führungs-grösse	Reference input, command variable		
Mărime perturbatoare	Регулирующее воздействие	Grandeur perturbatrice	Störgrösse	Störgrösse	Disturbance	Disturbance	Grandezza perturbante
Valoare instantanee	Мгновенное значение	Valeur instantanée	Istwert	Istwert		Actual value	Valore instantaneo
Valoarea tradusă (valoarea convertită)							
Valoarea ideală (a mărimii de ieșire)		Valeur de régime	Idealwert		Ideal value		
Valoare staționară (a mărimii de ieșire)	Установившеся значение выходной величины	Valeur de consigne	Einstellwert	Sollwert	Setpoint, reference input	Desired value	Valore predeterminato
Valoarea prescrisă (a mărimii de ieșire	Заданное значение выходной величины	Valeur prescrite	Sollwert	Aufgabenwert	Desired value of controlled variable		Valore prescritto
Domeniul mărimii precrise (interval de reglare)	Область заданной величины (область регулирования)	Domaine d'ajustement	Einstellbereich	Sollwert-bereich			Intervallo della grandezza regolata
Abatere	Отклонение	Ecart de réglage	Regelabweichung	Regelabwei-chung	Deviation	Deviation	Scostamento
Abatere activă a mărimii de ieșire	Активное отклонение выходной величины	Ecart actif de réglage	Wirksame Regelabweichung		Actuating signal		
Traductor	Датчик	Organe de mesure	Messorgan		Measuring means	Measuring unit	Organo rivelatore

Tabloul comparativ al termenilor propuşi cu cei utilizaţi în străinătate Tabela 1 (continuare)

Romînia	U.R.S.S.	Elveţia	Germania	S.U.A.	Anglia	Italia
Element de comparaţie	Элементы сравнения			Summing point, mixing point		
Element de amplificare (amplificator)	Усилительное звено (усилитель)	Amplificateur	Verstärkerorgan		Amplifier element	Amplificatore
Element de execuţie	Исполнительный элемент	Organe de réglage	Stellorgan	Stellglied	Final control element	Regulating unit	Organo regolante
Element pilot	Задающий элемент					
Element comandat indirect				Indirectly controlled system		
Element automatizat	Объект регулирования			Controlled system		
Loc de traducere		Lieu de mesure	Messort			Luogo di misura
Loc de execuţie		Lieu de réglage	Stellort	Stellort		Luogo di regolazione

Comparaţia se face, în acest tip de scheme, chiar în dispozitivul de automatizare sau, pentru scheme-bloc mai detaliate, în primul element al dispozitivului — de exemplu în amplificator. Foarte adesea aceasta corespunde şi construcţiei fizice a amplificatorului, dar face mai greu de urmărit intuitiv fenomenele fizice din servosistem.

Între cele două teze extreme — teza Terminologiei, care afirmă că într-un servosistem există totdeauna un element de comparaţie, cu caractere similare cu celelalte elemente şi teza germană, care elimină „de plano" elementul de com-

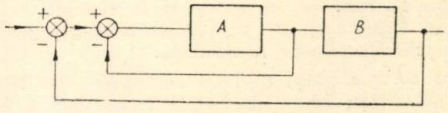


Fig. 5. Reprezentarea separată a comparaţiilor duble sau multiple.

paraţie — credem că este preferabilă o soluţie de mijloc, mai apropiată de cea AIEE şi anume de a nu folosi termenul de *element de comparaţie* ci de *punct* sau *loc de comparaţie*, precizînd că e vorba de o noţiune de calcul care reprezintă funcţiunea de a scădea sau aduna două mărimi şi care poate avea sau nu un corespondent fizic sub forma unui aparat sau subansamblu.

Un avantaj secundar al definiţiei este şi acela că face să devină justificat modul de reprezentare al comparaţiilor duble sau multiple ca în fig. 5, care se desenează separat, deşi adesea ele reprezintă în realitate un singur aparat care face ambele comparaţii simultan.

Asupra *elementului de execuţie* şi *mărimii de execuţie* sînt de asemenea controverse în străinătate. Toată lumea este de acord că *elementul de execuţie* face parte din dispozitivul de automatizare (este ultimul său element) şi că mărimea sa de ieşire, care este *mărimea de execuţie*, acţionează asupra elementului automatizat. Divergenţele apar însă atunci cînd trebuie trasată limita între cele două elemente. Un caz frecvent dat ca exemplu este cel al unei vane cu servomotor, cu ajutorul căreia se variază debitul fluidului dintr-o conductă. Norma germană stabileşte că elementul de execuţie este servomotorul, iar vana face parte din instalaţia automatizată. În consecinţă mărimea de acţionare este deplasarea tijei vanei. Norma americană consideră, dimpotrivă, că vana face parte din dispozitivul de automatizare, ca element de execuţie, că instalaţia automatizată este conducta şi că mărimea de execuţie este debitul fluidului prin conductă. Între aceste două opinii divergente, norma elveţiană şi terminologia romînească dau o soluţie de mijloc: mărimea de execuţie este *secţiunea hidraulică efectivă a vanei*, care este deci şi limita între elementul de execuţie şi cel automatizat. Această ultimă soluţie este cea mai corectă din punctul de vedere al calculului, deşi are dezavantajul de a trasa o separaţie fictivăîntre două părţi ale unui organ unic — vana.

Propunerea de terminologie defineşte trei valori pentru mărimea de ieşire a servosistemului: valoarea ideală, valoarea staţionară şi valoarea prescrisă, deşi se pare că una dintre ele este de prisos. După proiectul de terminologie, valoarea staţionară, care e o valoare realizată efectiv de servosistem, diferă de valoarea prescrisă, care e o valoare calculată proiectată, iar cauza diferenţei este *„imperfecţiunea în realizare şi funcţionare a sistemului automat proiectat"*. De ce natură pot fi însă aceste imperfecţiuni? Pot fi diferenţe între caracteristicile proiectate şi cele reale al unor piese componente sau subansamble — de exemplu se prevede utilizarea într-un montaj a unei rezistenţe de 5 kΩ şi se montează în realitate una de 5,1 kΩ. Acestea sînt însă aproximaţii care se fac în toate proiectările industriale, fără a fi nevoie de o denumire specială în plus. Apoi sînt diferenţe în timp între comportările aceleiaşi componente, diferenţe cauzate de mărimi perturbatoare — de exemplu amplificarea unui amplificator electronic sau turaţia unui motor sînt influenţate de variaţiile în timp ale tensiunii reţelei de alimentare, într-o măsură mult mai mică, de obicei, dar tot ca mărimi perturbatoare, pot acţiona orice alţi factori externi: temperatura mediului, umiditatea aerului etc. Orice altă necorespondenţă între comportarea calculată şi cea reală a unui sistem automat

se datorește unor greșeli în proiectarea sau în executarea sistemului.

Diferența între *valoarea staționară* și *valoarea prescrisă* se face, deci, din cauza a trei factori și anume: aproximații la proiectare, perturbații în funcționare, erori umane. În automatică — la fel ca și în alte domenii tehnice — credem că nu e cazul ca acești trei factori să necesite crearea unei noțiuni noi, deoarece ori ei sînt destul de neimportanți și atunci efectul lor poate fi neglijat, ori pot deveni importanți și atunci trebuie să se țină seamă de ei la proiectarea și realizarea sistemului astfel încît pînă la urmă, diferența între valoarea prescrisă și cea staționară realizată de sistem va fi neglijabilă. În consecință unul dintre termenii propuși în terminologie și anume *valoarea prescrisă* poate fi eliminat.

Asupra celor expuse, părerile cititorilor interesați vor fi desigur împărțite. Discuțiile asupra termenilor și definițiilor din proiectul de terminologie ar putea fi mult mai fructuoase dacă s-ar expune în revistă din partea Colectivului de elaborare a terminologiei argumentele care l-au determinat să aleagă acești termeni și definiții.

Autorul mulțumește tov. ing. MAIER EL. pentru ajutorul dat la întocmirea tabelei comparative de termeni.

Ing. V. CONSTANTINESCU

BIBLIOGRAFIE

[1] Propuneri pentru „*Termeni și definiții în instalațiile automate*". Automatica și electronica, II (1958) 2, 50—55.

[2] PROFOS, P.: *Schweizerische Arbeiten auf dem Gebiet der Nomenklatur in der Regelungstechnik.* Regelungstechnik — Moderne Theorien und ihre Verwendbarkeit 1957.

[3] GALAVICS, F.: *Schweizerische Arbeiten auf dem Gebiet der Nomenklatur in der Regelungstechnik.* Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, 1958, nr. 4.

[4] VERTZEIZER, A. L. și IAKOVLEV, V. M.: *Despre dificultățile esențiale în definițiile și în terminologia reglării automate.* Avtomatica i Telemehanica, 1958, nr. 1.

[5] AHRENDT, R.: *Servomechanism Practice.* cap.„ Glossary of terms".

NOTE DE LABORATOR

Televoltmetru și teleampermetru pentru circuit fizic

CZ 621.317.71/72.083.7

Controlul și comanda centralizată în sistemele energetice au impus construirea unor aparate pentru telemăsurarea parametrilor electrici. În acest scop, I.C.E.T. i-a revenit — între altele — și sarcina studierii și construirii televoltmetrului și teleampermetrului pentru mică distanță, cu transmisie prin circuit fizic.

Circuitul fizic și alegerea principiului aparatului

Cercetînd situația din sistemele noastre energetice, s-a constatat că — în general — cele mai multe telemăsurări se vor face la distanțe mici, de circa 4 . . . 6 km, folosind cabluri telefonice. În consecință, s-a considerat rațională realizarea unor aparate care să poată asigura clasa de precizie 2,5, utilizînd pentru transmisie cablu telefonic îngropat (lungime 20 km), cablu telefonic aerian (lungime 10 km), linie aeriană (lungime tot 10 km). Pentru calcul, s-a admis că parametrii acestor circuite fizice au valorile:

Cablu telefonic $R = 190\ \Omega/km$ $\quad G = 10^{-7}\ 1/\Omega$

Linie aeriană $R = 20\ \Omega/km$ $\quad G_{max} = 2{,}5\ 10^{-6}\ 1/\Omega$

$G_{min} = 5.10^{-7}\ 1/\Omega$

S-a considerat că în decursul anului temperatura cablului îngropat variază între — 5° . . . + 30°C, iar cea a cablului aerian și a liniei aeriene între — 30°C . . . + 50°C. De asemenea s-a ținut seama că la liniile aeriene la temperaturile extreme care se ating vara și iarna, conductanța de pierderi G are valoarea minimă, valoarea maximă a conductanței atingîndu-se primăvara și toamna cînd temperatura maximă nu depășește 20°C.

În cazul foarte frecvent al telemăsurării la o distanță mai mică decît cea indicată, sau printr-un circuit fizic cu pierderi mai mici, ansamblul de telemăsură asigură o precizie mult mai ridicată. În cazul telemăsurării la distanțe mai mari, sau al utilizării unui circuit fizic cu parametrii mai defavorabili, se recomandă utilizarea altor aparate de telemăsură, special construite pentru distanțe mari. Pentru domeniul indicat s-a ales sistemul de telemăsură necompensat, bazat pe principiul transmisiei prin canalul de telecomunicații a unui curent continuu a cărui valoare variază în funcție de tensiunea sau curentul telemăsurat.

Descrierea aparatelor

Atît televoltmetrul cît și teleampermetrul sînt formate dintr-un traductor și un aparat indicator.

Traductorul se montează la locul de emisie și, printr-un transformator reductor, i se aplică tensiunea sau curentul care trebuie telemăsurat. Consumul dela sursa telemăsurată este de circa 1,2 VA.

Traductorul transformă tensiunea, în cazul televoltmetrului, sau curentul, în cazul teleampermetrului, și le redresează cu un montaj de redresare a ambelor alternanțe. Traductorul are rezistența de ieșire mare, fapt care face ca valoarea curentului de ieșire să fie influențată în suficient de mică măsură de variația parametrilor canalului de telecomunicație.

Pentru a mări rezistența de ieșire a traductorului la televoltmetru s-a conectat — în serie cu canalul de telecomunicație — rezistența R_1, bobinată din manganin, astfel încît să fie invariabilă cu temperatura. La cabluri și la liniile aeriene scurte, conductanța de pierderi este mică și — mărind rezistența R_1 — precizia crește. La liniile aeriene lungi conductanța șuntează aparatul indicator și precizia poate fi mărită numai micșorînd rezistența internă a acestuia. Valoarea rezistenței R_1 s-a ales din condiția ca eroarea introdusă de liniile aeriene prin varierea parametrilor dela iarnă la vară să fie de același ordin de mărime cu varierea parametrilor de la primăvară la iarnă.

Pentru cablurile telefonice care prezintă o rezistență mai mare de 300 Ω se recomandă să se facă echilibrarea ansamblului televoltmetru pe canalul de telecomunicații aplicînd traductorului o tensiune de valoare cunoscută și reglînd rezistența R_2 pînă ce aparatul receptor indică valoarea corectă. Eroarea care apare datorită variațiilor de climă se calculează considerînd cazul cel mai defavorabil, cînd echilibrarea se face în momentul în care canalul de telecomunicații are pierderi maxime sau minime.

La traductorul teleampermetrului nu a mai fost necesară adăugarea unei rezistențe de manganin deoarece transforma-

torul de curent *TM* are impedanţă secundară mare şi menţine în canalul de telecomunicaţie un curent a cărui valoare este independentă de variaţiile parametrilor circuitului fizic. Rezistenţa de sarcină a redresorului fiind mică, pentru a asigura filtrarea necesară s-a utilizat o celulă de filtraj. Pentru a proteja canalul de telecomunicaţii împotriva creşterii tensiunii date de transformatorul de curent *TM* la o întrerupere a liniei, s-a prevăzut pe secundarul acestui transformator becul cu neon *N*, care limitează tensiunea de gol a traductorului la circa 70 V.

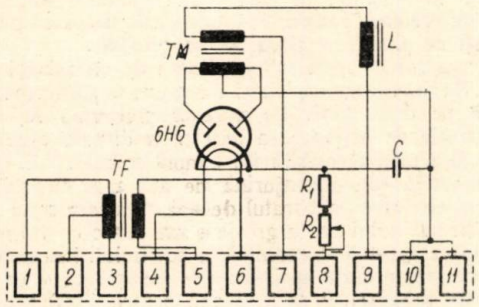


Fig. 1. Schema de principiu a traductorului de televoltmetru

Aparatul indicator se conectează la canalul de telecomunicaţii în punctul de recepţie. Se utilizează un miliampermetru de 1 mA, fabricat de uzina Gr. Proteasa. Scara lui este gradată direct în kilovolţi, respectiv amperi, măsuraţi în primarul transformatorului reductor.

Teleampermetrul are o scară practic lineară. La scara televoltmetrului s-a urmărit ca, pentru comoditatea citirii, gradaţiile să fie mai rare în jurul tensiunii nominale a transformatorului reductor. O astfel de scară se obţine realizînd o dependenţă neliniară între curentul de linie şi tensiunea de măsură, prin montarea — în serie cu circuitul primar al traductorului — a unei inductanţe *L* care se saturează la creşterea tensiunii.

La alegerea elementului redresor s-a avut în vedere că în cazul televoltmetrului, precizia telemăsurării va depinde în mod esenţial de proporţionalitatea (şi în special de constanţa în timp a acestei proporţionalităţi) între tensiunea alternativă din secundarul transformatorului de măsură şi tensiunea redresată, iar în cazul teleampermetrului — de proporţionalitate între curenţii respectivi, alternativ şi continuu.

Deci în cazul teleampermetrului, apare în mod principial necesitatea unui coeficient de redresare cît mai stabil. În mod identic, în cazul televoltmetrului apare necesitatea ca rezistenţa internă să fie cît mai stabilă. Totodată, deoarece, din motivele arătate mai sus, rezistenţa de sarcină a redresorului televoltmetrului este mare, de ordinul zecilor de kiloohmi, rezistenţa inversă a elementului redresor trebuie să fie cu cel puţin cu 2 ordine de mărime mai mare şi cît mai stabilă.

La alegerea tipului de element redresor, au fost studiate comparativ atît redresoarele cu semiconductori, cît şi cele electronice.

În ceea ce priveşte redresoarele cu cuproxid, special fabricate pentru aparatele de măsurat, acestea admit o tensiune redresată foarte mică, cu totul insuficientă faţă de cea necesară şi din punct de vedere constructiv nu se pretează la montarea în serie a mai multor elemente. Redresoarele cu seleniu nu sînt nicăeri folosite în circuitele de măsură, din cauza îmbătrînirii lor continue în timp şi a dependenţii caracteristicilor de temperatură. Trebuie adăugat că redresoarele cu seleniu au un randament ridicat şi condiţii bune de funcţionare la densităţi mari de curent, ori elementele redresoare curent importate la noi, au o suprafaţă relativ mare, ceeace implică funcţionarea în regiunea iniţială a caracteristicii tensiune-curent a redresorului, unde aceasta este foarte neliniară, curenţii inverşi sînt mari şi nestabilitatea în timp este accentuată.

Elementele redresoare cu germaniu sau siliciu nu au fost luate în considerare, fiind încă deficitare la noi pentru o fabricaţie în serie.

În ceeace priveşte redresoarele electronice, acestea prezintă desavantajul că este nceesară alimentarea filamentelor tuburilor şi desavantajul (după cum arată practica exploatării — (doar teoretic) uzurii în timp.

Redresoarele electronice prezintă în schimb avantajul esenţial al unui coeficient de redresoare constant şi practic infinit în întreaga gamă de curenţi redresaţi. Neliniaritatea şi eventuala nestabilitate a caracteristicii tensiune curent poate fi neglijată, în special pentru tuburile cu tensiune anodică normală scăzută (de ex. 6H6), deoarece în cazul televoltmetrului tensiunea anodică a tubului reprezintă o fracţiune mică din întreaga tensiune redresată. În cazul teleampermetrului influenţa ei este anihilată de proprietatea caracteristică a transformatorului de curent de a asigura un curent indepedent de variaţiile de sarcină.

Pe baza acestei analize s-a impus necesitatea utilizării ca element redresor a unui tub electronic.

Prin alegerea judicioasă a regimului de funcţionare s-a obţinut mărirea duratei de serviciu a tubului şi stabilitatea caracteristicilor lui în timp. Astfel, spre a micşora viteza de evaporare a filamentului, se scade tensiunea de încălzire. Pentru a asigura totuşi, în aceste condiţii, un nor de electroni care să protejeze catodul împotriva emisiei prin cîmp electric intens, cum şi pentru a micşora efectul îmbătrînirii tubului sau al variaţiei tensiunii de filament, se utilizează tubul la un curent anodic mult mai mic decît cel nominal.

Aparatele realizate în I.C.E.T. şi montate cu titlul experimental la Staţia Drumul Ocnei, după un an şi jumătate de funcţionare continuă (24 ore pe zi) şi-au păstrat clasa de precizie fără a fi necesară înlocuirea vreunui tub, deşi durata de serviciu garantată a tubului este pînă acum depăşită de peste 25 de ori.

Dacă sursa pentru alimentarea filamentului este nesigură, în cazul telemăsurării tensiunii, atunci cînd este de dorit să se obţină o informaţie certă asupra existenţei tensiunii, s-a prevăzut posibilitatea de a alimenta filamentul tubului din televoltmetru direct dela tensiunea de măsurat. În acest caz, aparatul funcţionează normal pentru variaţii de 20%, în jurul valorii nominale a tensiunii de măsurat, ceea ce corespunde necesităţilor practice, iar puterea absorbită dela reductorul de măsură rămîne între limitele normale admise (sub 5 VA).

Constructiv, traductorul este montat într-o cutie de tablă care se fixează vertical şi aparent pe panou.

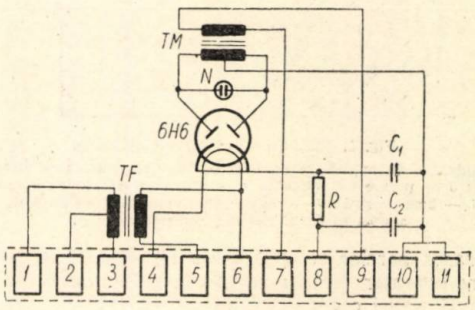


Fig. 2. Schema de principiu a traductorului de teleampermetru

Traductorul nu cuprinde piese mecanice de precizie, fabricarea se face fără scule speciale, iar aparatele nu necesită reglaje electrice complicate în procesul de fabricare sau în exploatare. Cu excepţia tubului redresor şi a condensatoarelor de filtraj, normal importate pentru industria noastră electronică, aparatul nu cuprinde piese speciale din import.

Exploatarea experimentală a cîtorva aparate de tipul descris, montate în mai multe puncte la diferite perioade, au confirmat că aparatele corespund condiţiilor impuse, justificînd extinderea utilizării lor în sistemele noastre energetice.

ING. A. CREŢESCU, ING. M. CĂLUŞIŢĂ şi ING. M. DUMA

BIBLIOGRAFIE

[1] JDANOV G. M.: *Teleizmerenie*. Gosenergoizdat, Moscova, vol. I, 1952.

[2] MALOV, V. S. *Telemehanika v energheticeskih sistemah*. Gosenergoizdat, Moscova, 1955.

COMENTARII

Reactorul piscină

CZ 621.039.42

Printre tipurile de reactoare de putere medie, reactorul de tip piscină se bucură de o largă apreciere datorită avantajelor sale și datorită costului său relativ scăzut.

El este un reactor heterogen cu uraniu îmbogățit, avînd ca moderator apa. Tot apa este folosită și ca element de răcire și în același timp ea servește și pentru protecție. Deoarece pierderile de apă obișnuită din reactorul piscină nu reprezintă o problemă economică, spre deosebire de celelalte tipuri de reactoare care folosesc alți refrigerenți, circuitul primar de răcire al acestui reactor nu trebuie să fie etanșat ci suprafața apei poate fi lăsată liberă. Întregul reactor ia aspectul unui bazin, de unde și numele, iar

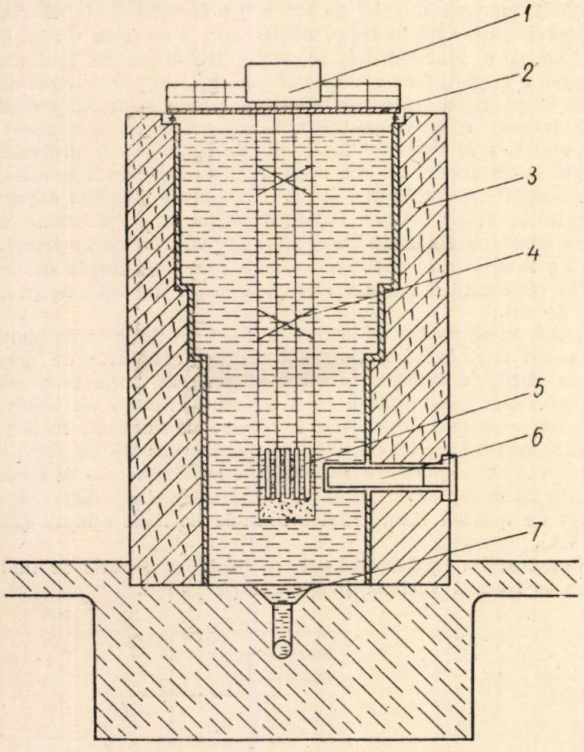


Fig. 1. Secțiune prin reactorul piscină;
1 — mecanismele de acționare a barelor de comandă; *2* — platforma de comandă; *3* — peretele bazinului; *4* — scheletul metalic care susține zona activă; *5* — zona activă; *6* — canal experimental; *7* — gură de evacuare a apei în cazul circulației forțate a apei.

manevrarea barelor și observarea lor directă se face ușor de către operator de la marginea acestui bazin. Se deosebesc două tipuri constructive :

— reactorul puț, în care zona activă este fixă în fundul unui puț de beton circular ;

— reactorul bazin, în care zona activă este mobilă, putînd lua orice poziție în interiorul unui bazin, de obicei de formă paralelipipedică.

Zona activă se compune din elemente verticale conținînd fiecare 5—19 casete în care este închis etanș combustibilul nuclear : aliaj de aluminiu cu uraniu îmbogățit 90% cu U^{235}. Greutatea de combustibil pe element este de 100 la 200 g, iar dimensiunile elementului sînt circa 75 x 75 x 600 mm.

Elemente speciale avînd mai puține casete decît elementele normale sînt destinate barelor de comandă constituite din plăci de cadmiu acoperite cu aluminiu. La periferia zonei active se găsesc cutii, asemănătoare elementelor cu combustibil, conținînd reflectorul care este de obicei grafit.

Elementele sînt susținute de o armătură de aluminiu cu ghidaje pentru fiecare element. Această armătură este mai mare decît secțiunea necesară zonei active și are mai multe ghidaje pentru a permite o dispunere oarecare a elementelor după necesitățile experimentale.

Numărul elementelor variază între 20 și 40. Pentru 1,2 MW este necesară o încărcătură de U^{235} de 5 kg repartizată în 30 de elemente. În centrul zonei active se obține un flux de neutroni de 10^{13} n/cm²s. Pentru evacuarea elementelor îmbătrînite, în care s-au acumulat produși de fisiune cu perioadă radioactivă mare, este necesară o casetă cu pereți de plumb de circa 30 cm grosime.

Întreaga zonă activă este susținută de un schelet metalic care la suprafața bazinului formează o platformă ce se sprijină pe două șine. Pe această platformă se găsesc mecanismele de acționare a barelor și diverse aparate de măsură. Ea este accesibilă tot timpul operatorului.

Zona activă este înconjurată de apă care circulă și în interiorul elementelor. Stratul de apă ce separă zona activă de pereții bazinului are o grosime mai mare de 1,5 m pentru evitarea acționării anormale a betonului. De asemenea, pentru ca la suprafața apei să nu se depășească doza admisibilă sînt necesari circa 6 m apă pentru 1 000 kW. Grosimea păturii de apă crește mult cu creșterea puterii reactorului și din această cauză manevrarea barelor cum și orice observare devine greoaie. Din aceste pricini cum și din considerente de evacuare a căldurii, limita puterii reactorului piscină se consideră de 5 MW.

Pentru experiențe se pot practica în peretele de beton canale tubulare din oțel inoxidabil continuate cu tuburi etanșe de aluminiu în interiorul bazinului, pînă în apropierea zonei active.

Unele instalații de reactoare piscină au și o coloană difuzantă din grafit destinată experiențelor cu neutroni termici. Această coloană este închisă cu capace de plumb și fier. Studii se pot face și prin scufundarea în apa bazinului a diverselor casete mai mult sau mai puțin etanșe conținînd diverse probe.

Pentru a păstra buna vizibilitate și a menține scăzută activitatea apei bazinului, este necesară o instalație de curățire și demineralizare. Pentru puteri peste 100 kW degajarea N^{16} este periculoasă și pentru acest lucru se prevede un curs forțat al apei de răcire de sus în jos în elementele zonei active. Perioada de înjumătățire pentru N^{16} fiind 7,35 s, activitatea apei scade mult pe măsură ce înaintează pe traseul pompelor. În plus, se prevede uneori un rezervor de cîțiva metri cubi, bine protejat, la ieșirea apei din bazin. La puteri mai mari este necesar și un circuit secundar de răcire.

O serie de camere de ionizare sînt dispuse în jurul zonei active pentru a permite un control comod al reactorului. Există bare de securitate care acționează automat la o funcționare primejdioasă.

Pentru protecția personalului contra degajărilor radioactive accidentale este prevăzută o ventilație generală. Canalele experimentale sînt ventilate într-un circuit suplimentar.

Din cele expuse anterior se observă că, prin însăși concepția constructivă, reactorul piscină are următoarele avantaje :

securitate deplină în exploatare ;
largi posibilități de experimentare ;
manipulare relativ simplă.

Aceste avantaje îl recomandă pentru laboratoare de cercetări, pentru învățămîntul superior și pentru formarea de cadre specializate.

Ing. E. ȚARINĂ

BIBLIOGRAFIE

[1] GIBRAT, R. : *Le reacteur piscine.* L'Age nucleaire (1958)8 p. 1—6.

[2] CHICK, D. R. și A. : *Merlin-Medium Flux Research Reactor.* Nuclear Engineering 2 (1957) nr. 10, p. 10—14 și nr. 11, p. 66—71.

[3] CHADWICK, C. și THOMPSON, T. R. : *Lido—Measurement and Control.* Nuclear Engineering, 2(1957) nr. 15, p. 245—248.

СОДЕРЖАНИЕ

ȚIȚEICA, Ş.:

II-ая Международная Конференция Объединенных Наций по использованию атомной энергии в мирных целях.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, 185-186

ДК 621-53

VAZACA, CHR.:

Принудительные, свободные, стационарные и переходные режимы автоматических систем.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, стр. 186-191

Излагаются теоретические соображения для классификации принудительных, свободных, стационарных и переходных режимов автоматических систем. Показывается, что понятия: принудительный и стационарный а также свободный и переходный не должны считаться синонимичными. Показывается в каких условиях линейная система воспроизводит при стационарном режиме форму изменения входной величины.

ДК 621.396.822

DRĂGHICESCU, P.:

Шум электронных схем.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, стр. 191-203

В статье изложены основные сведения по шуму электронных схем. Введение содержит ряд определений и свойств спектрального анализа случайных функций Рассмотрены источники шума и его рост в линейных и нелинейных цепях. В заключении изложены способы измерения шума.

ДК 621.316.722.1.025:621.375.2/.3

DUMA, M. и ROISMAN, W.:

Стабилизаторы напряжений переменного тока с магнитными и электронными усилителями.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, стр. 204-212

После краткого анализа задач стабилизации переменных напряжений, рассмотрен случай стабилизаторов с регулирующей цепью, составленной из магнитных и электронных стаблизаторов. Приводятся некоторые нелинейные элементы, детально рассмотренные авторами в связи с максимальным использованием материалов и составных деталей. Описаны два типа стабилизаторов разработанных в Институте электротехнических исследований (ИЧЕТ).

ДК 621.316.722:621.375.4

POENARU, D.:

Транзисторные стабилизаторы для низких напряжений постоянного тока.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, стр. 212-222

Изложен принцип действия транзисторного стабилизатора и дан анализ стабилизирующих схем с сериесным и параллельным включением транзисторов. Учитывается мощность выделениая в транзисторе выходного узла. Описывается схема, конструкция и экспериментальные данные разработанного автором стабилизатора.

ДК. 550.835:622.323.014.2

BIRNBAUM, M.:

Зона для радиоактивного карротажа „нейтрон-нейтрон"

Automatica şi electronica, II (1958) №. 5, стр. 222-226

Излагаюгся принцип действия и устройство зонда для радиоактивного карротажа, разработанного автором. Действие зонда проверено на почве.

ДИСКУССИИ, стр. 227-230

ЛАБОРАТОРНЫЕ ЗАМЕТКИ, стр. 230-231

КОММЕНТАРИИ, стр. 232

INHALTSVERZEICHNIS

ȚIȚEICA, Ş.:

Die zweite Weltkonferenz der Vereinigten Nationen über die friedliche beniitzung der Kernenergie

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5, S. 185—186.

DK 621—53

VAZACA, CHR.:

Aufgezwungener und freier, ständiger und ausgleichender Vorgang in Regelungssystemen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5, S. 186—191.

Es werden eine Reihe von theoretischen Betrachtungen betreffend die Einteilung der Begriffe angezwungener Vorgang und freier Vorgang, ständiger Vorgang und Ausgleichsvorgang dargelegt. Es wird gefolgert, dass die Ausdrücke aufgezwungen und ständig, wie auch die Ausdrücke freier Vorgang und Ausgleichsvorgang nicht als synonym angesehen werden können. Es wird gezeigt, unter welchen Bedingungen ein lineares System im ständigen Vorgang die Änderungsform der Eingangsgrösse wiedergeben kann.

DK 621.396.822

DRĂGHICESCU, P.:

Das Rauschen in elektronischen Schaltungen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5, S. 191—203.

Der Artikel fasst die Grundkenntnisse über das Rauschen in elektronischen Schaltungen zusammen. In der Einleitung werden eine Reihe von Eigenschaften und Definitionen angeführt in Verbindung mit der Spektralanalyse. den Wahrscheinlichkeitsfunktionen u.a. Dann werden Rauschquellen angegeben und die Zunahme des Rauschens in linearen und nichtlinearen Kreisen behandelt. Die Rauschmessungen bilden den Gegenstand des letzten teils.

DK 621.316.722.1.025:621.375.2/.3

DUMA, M. und ROISMAN, W.:

Wechselspannungsstabilisatore mit magnetischen und elektronischen Verstärkern

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5, S. 204—212.

Nach einer kurzen Untersuchung des Problems der Wechselspannungsstabilisierung, werden die Stabilisatore mit Regelungsschleife unter gleichzeitiger Werwendung von magnetischen und elektronischen Verstärkern behandelt. Es werden einige. von den Verfassern insbesondere untersuchte nichtlineare Elemente hervorgehoben, wobei die grösstmögliche Verwendung von gebrauchlichen materialien und Bauelementen verfolgt wird. Bs werden zwei Stabilisatoren beschrieben, die im Rahmen des Elektrotechnischen Forschungs-instituts gebaut worden sind.

DK 621.316.722:621.375.4

POENARU, D.:

Stabilisatore mit Transistoren für niedere Gleichspannungen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5, S. 212—222.

Es wird das Arbeitsprinzik des Spannungsstabilisators mit Transistoren dargelegt und dann zur Untersuchung der Stabilisatore mit Transistoren in Reihen-und Parallelschaltung übergegangen. Nachher wird die Verlustleistung des Endstufentransistors berücksichtigt. Im letzten Teil werden die Schaltung und Bauweise wie auch die Versuchsergebnisse eines gebauten Stabilisators dargestellt.

DK 550.835:622.323.014.2

BIRNBAUM, M.:

Sonde für radioaktive Bohrlocherforschung „Neutron-Neutron"

Automatica şi electronica, II (1958) H. 5. S. 222—226.

Es wird das Prinzip und die Bauweise einer Sonde für radioaktive Bohrlocherforschung „Neutron-Neutron" dargelegt, die ausgeführt und praktisch geprüft worden ist.

MEINUNGSAUSTAUSCH, S. 227—230.

LABOR NOTEM, S. 230—231.

BESPRECHUNGEN, S. 232

SOMMAIRE

ŢIŢEICA, Ş. :

La deuxiéme Conference internationale de Nations Unies pour l'utilisations pacifique de l'energie atomique.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5. p. 185—186

CD 621—53

VAZACA, CHR. :

Le régim forcé et libre, stationnaire et tranzitoire dans les systèmes automatiques

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 186—191.

On expose une serie de considérations théoriques pour classifier les notions de régime forcé et de régime libre, de régime stationnaire et de régime tranzitoire. On en déduit que les notions „forcé" et „stationnaire" ainsi que „libre" et „tranzitoire", ne sont pas synonimes On montre dans quelles conditions un système linéaire peut reproduire dans un régime stationnaire la forme de variation de la grandeur d'entrée.

CD 621.396.822

DRĂGHICESCU, P. :

Le bruit dans les montages électroniques

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 191—203.

L'ouvrage fait une synthèse des connaissances fondamentales concernant les bruits dans les montages électroniques. Dans l'introduction on annonce une série de propriétés et de définitions ayant trait à l'analyse spectrale. fonctions aléatoires etc. On expose ensuite les sources de bruit après quoi on considères la croissance du bruit dans les circuits linéaires et nonlinéaires. La mesure du bruit est traitée dans la dernière partie.

CD 621.316.722.1.025:621.375.2.3

DUMA, M. et ROISMAN, W. :

Stabilisateurs de tension alternative à amplificateurs magnétiques ét électroniques

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 204—212.

Après une brève analyse du problème de la stabilisation de la tension alternative, on traite le cas des stabilisateurs à boucle de reglage formée par des amplificateurs magnétiques et électroniques. On insiste sur quelques éléments nonlinéaires étudiés spécialement par les auteurs, ayant en vue l'utilisation au maximum des matériaux et des pièces courantes On décrit deux types de stablisateurs réalisés dans le cadre de l'Institut de recherches électrotechniques

---

CD 621.316.722:621.375.4

POENARU, D. :

Stabilisateurs à transistors pour des basses tensions continues

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 212—222.

On expose le principe de fonctionnement du stabilisateur de tension à transistors après quoi on passe à l'analyse des schémas de stabilisation à transistors en série et en parallèle. On considère ensuite la puissance dissipée par les transistors de l'étage final. Dans la dernière partie on expose le schéma et la construction d'un stabilisateur réalisé ainsi que les données expérimentales.

CD 550.835:622.323.014.2

BIRNBAUM, M. :

La sonde pour carottage radioactif „neutron—neutron".

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p.

On expose la principe et la construction d'une sonde pour carottage radioactif „neutron—neutron" realisée et verifiée practiquement sur terrain.

DISCUSSIONS, p. 227—230.

NOTES DE LABORATOIRE, p. 230—231.

COMMENTAIRES, p. 232.

CONTENTS

ŢIŢEICA, Ş. :

The second international conferenee of the United Nations on the utilization of atomic energy on peaceful purposes.

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 185—186.

DC 621—53

VAZACA, CHR. :

Forced and free, steady and transient state in automatic control systems

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 186—191.

A series of theoretical considerations are presented, in order to make clear such notions as forced and free state, steady and transient state. The conclusion is drawn that the terms forced and steady, as well as the terms free and transisent must not be considered synonymous. The conditions are shown in which a linear system may reproduce at the output, in steady state the form of variation of the input quantity.

DC 621.396.822

DRĂGHICESCU, P. :

The noise in electronic circuits

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 191—203.

A synthesis is given of the fundamental knowledge on noise in electronic circuits. In introduction a series of definitions and properties are enunciated on such subjects as spectral analysis, aleatory functions and others Then some noise sources are presented, and the build-up of noise in linear and nonlinear circuits is analised. The last part of the article deals with the measurement of noise.

DC 621.316.722.1.025:621.375.2/.3

DUMA, M. and ROISMAN, W. :

A.C. voltage stabilizers with magnetic and electronic amplifiers

Automatica şi electronica, II(1958) no. 5, p. 204—212.

After a short analyss of the problem of a.c voltage stabilization, the paper deals with stabilizers having magnetic and electronic amplifiers in the central loop. Emphasis is laid upon some nonlinear elements especially studied by the autohrs, with a view to the maximum utilization of common materials and pieces.Two types of stabilizers built at ICET (the Institute of Electrotechnical Researches) are described.

DC 621.316.722:621.375.4

POENARU, D. :

Transistor stabilizers for low d.c. voltages

Automatica şi electronica, II (1958) no. 5, p. 212—222.

The principle of operation of the voltage transistor stabilizer is described, and several circuits of series and parallel transistor stabilizers are analised. The power dissipation in the final stage transistor is also considered. In the last section, the paper presents the circuit, the design and the experimental data of a stabilizer built by the author.

DC 550.835:622.323.014.2.

BIRNBAUM, M. :

A probe for „neutron-neutron" radioactive logging

Automatica şi electronica, II (1958) No. 5. p. 222—226.

The principle and construction of a probe for „neutron-neutron," radioctive logging is presented, which was made by the autor and verified in field practice.

DISCUSIONS, p. 227—230.

LABORATORY NOTES, p. 230—231.

COMENTARY, p. 232.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS MÚZEUM

INGINERI ŞI TEHNICIENI

ABONAŢI-VĂ din timp pe anul 1959 la revistele tehnice de specialitate, elaborate de Asociaţia Ştiinţifică a Inginerilor şi Tehnicienilor, care aduc la cunoştinţă cadrelor tehnice din producţie, învăţământ, cercetare şi proiectare, ultimile realizări obţinute în ştiinţele tehnice din ţară şi străinătate.

APAR LUNAR:

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA
CELULOZĂ ŞI HIRTIE
ELECTROTEHNICA
ENERGETICA
HIDROTEHNICA
INDUSTRIA LEMNULUI
INDUSTRIA TEXTILĂ
INDUSTRIA UŞOARĂ
METALURGIA ŞI CONSTRUCŢIA DE MAŞINI
PETROL ŞI GAZE
REVISTA CONSTUCŢIILOR ŞI A MATERIALELOR DE CONSTRUCŢII
REVISTA DE CHIMIE
REVISTA INDUSTRIEI ALIMENTARE – PRODUSE ANIMALE
REVISTA INDUSTRIEI ALIMENTARE – PRODUSE VEGETALE
REVISTA MINELOR
REVISTA PĂDURILOR
REVISTA TRANSPORTURILOR
TELECOMUNICAŢII

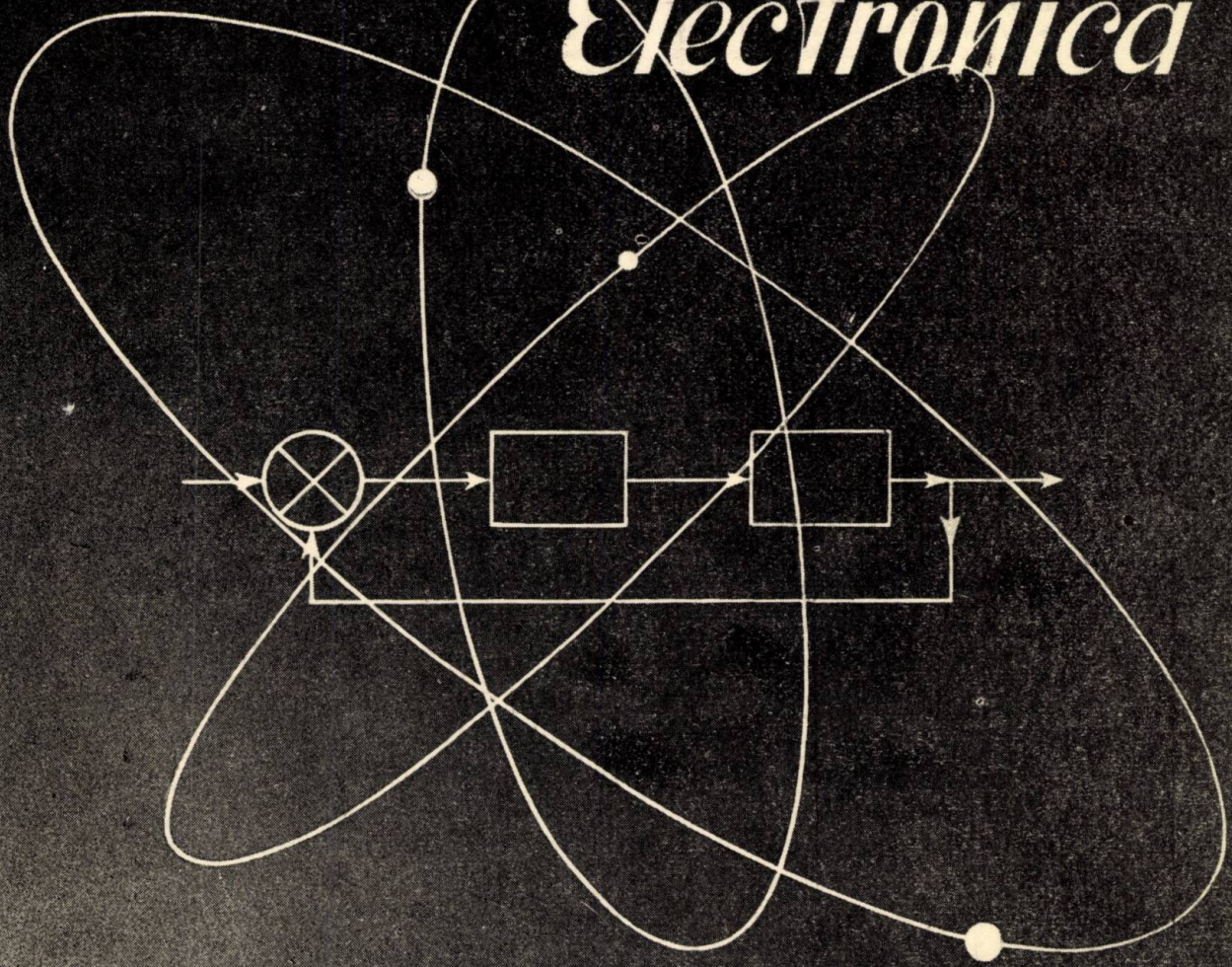
Un abonament anual pentru ingineri şi tehnicieni lei 30, pentru biblioteci, instituţii, combinate tehnice etc. lei 100, prin cont virament nr. 071012 DOC B.R.P.R.

Abonamentele se primesc la sediul Consiliul Central ASIT

CALEA VICTORIEI Nr. 118

LEI 5

Automatica și Electronica



6

Institut de Documentare Tehnică
BUCUREȘTI
DEMER - CAIRE
VYMENA - WYMIANA
TAUSCH - CMEHA

RECOMANDĂRI PRIVIND ÎNTOCMIREA ARTICOLELOR TEHNICO-ȘTIINȚIFICE

1. *Lucrări ce pot fi prezentate spre publicare sînt: de importanță generală tehnico-științifice speciale, teoretice sau experimentale și tehnice obișnuite.*
2. *Legătura cu practica muncii de cercetare, proiectare, învățămînt, producție, este condiția esențială pe care trebuie să o îndeplinească tema tratată. Lucrările de sinteză sau de discuție trebuie să se refere la probleme noi și actuale, de interes general. Articolele interesînd industria vor cuprinde considerații privind eficiența economică a soluțiilor. Se recomandă ca articolele să posede propuneri de viitor.*
3. *Verificarea experimentală se impune ca necesitate de prim ordin la lucrările care se pretează la asemenea verificări.*
4. *Lucrări care au mai fost publicate integral sau parțial, nu pot fi trimise redacției spre publicare.*
5. *Un scurt rezumat fixînd premizele de la care s-a pornit problema studiată și cadrul în care este tratată, nedepășind 4—5 rînduri, se va anexa lucrării.*
6. *In introducere se încadrează problema în preocupările generale ale disciplinei și în preocupările producției; de asemenea se arată scopul lucrării, subliniindu-se expres contribuția autorului. Tratarea va trebui să fie unitară, permițînd inteligibilitatea fără dificultăți a problemelor. Se vor evita introduceri sau demonstrații voluminoase; de asemenea se va evita repetarea în text a ceea ce poate fi găsit în literatura publicată, sau poate fi redat intuitiv prin materialul grafic-ilustrativ, tabele etc.*
7. *Concluziile vor concentra rezultatele obținute cu indicarea limitei de valabilitate și aplicațiile posibile.*
8. *Citarea literaturii de specialitate este obligatorie pentru afirmațiile luate din alte lucrări și care nu sînt în general cunoscute.*
9. *Dezvoltările matematice vor fi limitate la cele absolut necesare înțelegerii raționamentului.*
10. *Se recomandă o atenție deosebită scrierii formulelor conform STAS. Indicii și exponenții se vor scrie mai mici decît baza și așezați mai jos sau mai sus decît baza. Se vor scrie, de asemenea, cu grije literele majuscule, minuscule sau cele ruseşti, romane, grecești, germane etc.*
11. *Lista bibliografică se va întocmi cuprinzînd lucrările la care se referă textul (cît și figuri sau tabele) speciale cît și cele generale. Se vor indica toate datele în transcripții originale. Pentru cărți: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet (eventual și tradus în paranteză), ediția, editorul, locul editării, anul. Pentru articole: numele complet, pronumele prescurtat, titlul complet original (eventual și tradus în paranteză), revista, tomul, anul, numărul, paginile.*
12. *Scrisul la mașină al articolelor este recomandat cu insistență exceptîndu-se lucrările scrise caligrafic. Se scrie pe o singură pagină față, la două rînduri (2 000 semne pe pagină). Se recomandă 10—12 pagini dactilografiate.*
13. *Nu se admite trimiterea concomitent a textului la alte publicații.*
14. *Articolele se trimit cu o notă însoțitoare pe adresa redacției. In notă se vor indica: titluri, funcțiuni, localitatea și adresa domiciliului, număr de telefon.*
15. *Lucrările executate în cadrul diverselor instituții sau organizații vor purta aprobarea acestora de publicare.*
16. *Corecturile se vor face după normele tipografice în vigoare. Corecturile trimise autorilor vor fi înapoiate în maximum 48 ore de la primire. Nu se admit modificări în corectură față de manuscris.*

„REVISTA AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA", organ al Asociației Științifice a Inginerilor și Tehnicienilor din R.P.R. Redacția: București, Str. Ion Ghica nr. 3, Raionul Tudor Vladimirescu, Telefon: 16.78.78 — Administrația și Casieria: București, Calea Victoriei nr. 118, Raion I. V. Stalin. Telefon 13.48.00. — Revista este editată de A.S.I.T. — Abonamentele se primesc la administrația revistei, la sediile filialelor și subfilialelor A.S.I.T. din întreaga țară, precum și prin responsabilii cu presa din cercurile A.S.I.T. — Instituțiile pot achita abonamentele pentru biblioteci și cabinetele tehnice în contul nostru de virament: Consiliul Central A.S.I.T. 071012 D.O.C. — B.R.P.R. — Tarif pentru întreprinderi: lei 96 anual Tarif pentru muncitori, tehnicieni și ingineri: lei 30 anual — Prețul unui exemplar: lei 5. Tiparul: Întreprinderea Poligrafică nr. 3. București.

E 2551

Automatica și Electronica

Vol. II (1958) nr. 6 (noiembr.—dec.), pag., 233 — 272.

SUMAR

EDITORIAL :

Un măreț program al progresului tehnic

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 233—234.

CZ 621.317.7.083.7:621.398

DUMA, M., ROISMAN, W. și COLIN, L. :

Aparat statie universal pentru telemăsura pe circuit fizie

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 235—240

Se expun schema, particularitățile constructive și performanțele unui aparat universal de tip compensat pentru telemăsura pe circuite fizice, realizat complet static.

CZ 621.374:621.387.4

ȚINTĂ, F. și DUMITRESCU, R. :

Circuit integrator de coincidență rapidă

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 241—244

Se descrie un circuit integrator de coincidență rapidă utilizat la determinarea duratei impulsurilor din domeniul nanosecundelor.

CZ 621.372.15.22.23.:681.142

TARINĂ, E. N. :

Circuite de diferențiere CRCR

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 244—248

Se studiază posibilitatea utilizării circuitului CRCR ca circuit de diferențiere și particularitățile lui față de circuitul CR. Este analizată de asemenea comportarea circuitului la acțiunea impulsurilor și se dau indicații pentru proiectare.

CZ 539.16.08:621.38

COMĂNESCU, V. :

Circuite electronice pentru comanda automată a camerei cu ceață

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 248—253

După o expunere sumară a principiului de funcționare a camerei Wilson, se arată schematic o cameră cu ceață și aparatura anexă corespunzătoare. Partea electronică a dispozitivului de automatizare care asigură funcționarea ciclică a camerei este prezentată sub forma unei scheme bloc urmată de descrierea diferitelor circuite de comandă.

CZ 531.717.11:531.75:539.155.2

HERȘCOVICI, H. :

Măsurarea grosimii și densității materialelor cu ajutorul izotopilor radioactivi

Automatica și electronica, II (1958) nr. 6, p. 253—263

Lucrarea sintetizează cunoștințele privind măsura grosmii și densității materialelor cu ajutorul radioizotopilor prin metoda absorbției radiațiilor și metoda retrodifuziei radiațiilor. Se insistă asupra aparaturii trecîndu-se în revistă particularitățile elementelor componente.

NOTE DE LABORATOR, p. 264

NOTE ȘI COMENTARII, p. 265—266

CRONICA, p. 267

REFERATE, p. 268

RECENZII, 269—272.

Se face cunoscut celor interesaţi că A.S.I.T. pune la dispoziţie colecţii complete pe anul 1958 din următoarele reviste: CONSTRUCŢII, TELECOMUNICAŢII, TRANSPORTURI, MINE, INDUSTRIA UŞOARĂ, INDUSTRIA LEMNULUI, AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA, HIDROTEHNICA.

Deasemeni revista PETROL ŞI GAZE/1958 fără nr. 3 şi revista CHIMIE/1958 fără nr. 2.

Revistele CELULOZĂ ŞI HIRTIE pe semestrul I/1958 şi revista PĂDURI pe semestrul II/1958.

Colecţia completă pe un an pentru membrii ASIT ingineri şi tehnicieni costă lei 30, iar pentru întreprinderi şi instituţii lei 96. Gazeta „TEHNICA NOUĂ" lei 26 pe un an. Plata se poate face prin mandat poştal sau prin virament pe adresa: ASIT — Calea Victoriei nr. 118, Bucureşti, cont virament nr. 071.012 BRPR — DOC, telefon 14.06.24.

KÖNYVTÁR·ORSZÁGOS·MÚZEUMI·KÖNYVTÁR
1883

Automatica și Electronica

REVISTĂ TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ DE AUTOMATICĂ,
ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ ȘI TEHNICĂ NUCLEARĂ

ORGAN AL ASOCIAȚIEI ȘTIINȚIFICE A INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN R.P.R.

Vol. II (p. 233—272) Nr. 6, noiembrie—decembrie București, 1958

Un măreț program al progresului tehnic

Fiecare constructor al socialismului, indiferent de domeniul în care activează, studiază cifrele de control ale desvoltării economiei naționale a URSS pe anii 1959—1965 cu un sentiment de profundă satisfacție. Cifrele de control, cuprinse în tezele raportului lui N.S. Hrușciov la congresul al XXI-lea al PCUS, indică o considerabilă întărire a potențialului economic al Uniunii Sovietice, prima țară din lume în care socialismul a fost înfăptuit și care construiește comunismul; cifrele de control indică tocmai un pas esențial în această operă de realizare a bazelor economice ale comunismului.

Astfel, în cursul anilor 1959 — 1965 producția globală a industriei va crește cu 80 %, iar producția mijloacelor de producție cu 85—88 %. Principalele sortimente siderurgice — fontă, oțel, laminate — vor crește cu 52—77 %; producția industriei chimice se va tripla, producția de petrol se va dubla producția de gaze naturale va fi mai mare de 5 ori, producția de energie electrică se va dubla. Venitul național va crește cu 62—65 %.

Succesele Uniunii Sovietice sînt succese ale întregului lagăr al socialismului; ele constituie exemplu, sprijin și oerotire pentru munca tuturor popoarelor țărilor socialiste, pentru munca noastră în particular. Or, în zilele noastre, după experiența categorică a cincinalelor, nici măcar adversarii înverșunați ai comunismului nu-și mai permit să pună la îndoială faptul că planurile de azi ale Uniunii Sovietice reprezintă într-adevăr succesele ei de mîine.

Pentru automatician, electronician, fizician, sentimentului de satisfacție al militantului pentru comunism se adaugă cel al specialistului care primește o nouă și deosebită confirmare a utilității și a importanței activității profesionale pe care o desfășoară. Într-adevăr, problemele legate de automatizare de desvoltarea electronicii, de utilizarea anumitor rezultate ale științelor fizice sînt amplu reflectate în cifrele de control, cu insistență deosebită chiar. Însuși textul tezelor explică în mai multe locuri importanța acordată acestor probleme: „Trecerea la mecanizarea complexă și la producția condusă automat cu utilizarea mijloacelor tehnicii electronice constitue trăsătura cea mai caracteristică a progresului tehnic contemporan și trebuie să constitue orientarea de bază în crearea noilor tipuri de utilaje". „Mecanizarea și automatizarea complexă a proceselor de producție sînt mijloacele principale, hotărîtoare, care asigură progresul tehnic continuu în economia națională și, pe această bază, o nouă creștere a productivității muncii, scăderea prețului de cost și îmbunătățirea calității producției".

Este semnificativă în acest sens și structura capitolului din teze, intitulat „Desvoltarea industriei socialiste". El cuprinde trei subcapitole: A. Industria grea. B. Producția mărfurilor de consum popular. C. Mecanizarea și automatizarea complexă a producției. Specializarea și cooperarea în industrie.

Așa dar, automatizarea apare din acest document ca una din principalele schimbări calitative profunde care stau la baza progresului economiei naționale în cursul anilor 1959—1965. Atent urmărită și sprijinită de conducerea de partid și de stat a URSS, opera de automatizare a dus și pînă în prezent la succese, de care ne amintesc sistemele energetice sovietice automatizate și telemecanizate și uzina automată de pistoane, acceleratorul de 10 miliarde eV și sateliții artificiali.

În teze se relevă succesele obținute în introducerea automatizării în energetică, siderurgie, construcția de mașini, se amintesc sistemele de reglaj automat și telecomandă introduse în industria chimică, petroliferă, carboniferă, ușoară, alimentară, ș. a.

Pentru perioada anilor imediat următori, cifrele de control prevăd extinderea considerabilă a automatizării în toate ramurile industriei, creearea unor metode și mijloace de automatizare perfecționate, fabricarea în cantități mari a aparatajului și utilajului necesar automatizării, desvoltarea accentuată a științelor care deservesc automatizarea.

Sarcina automatizării este explicitată și repetată cu minuțiozitate în paragrafele referitoare la agregatele siderurgice, la laminoarele de profile și de țevi, la producția ecesochimică, producția de materiale refractare, de aliaje feroase, de metalurgie neferoasă, etc. În industria petrolului și a gazelor urmează a se realiza automatizarea și telecomanda proceselor tehnologice de bază la cîmpurile de sonde petrolifere și de gaze, la rafinării și la toate conductele magistrale de țiței, produse petrolifere și gaze.

Citîm cîteva din prevederile referitoare la ramura construcției de mașini. Se vor asigura, între altele:

„Creearea și producția de utilaje bazate pe utilizarea ultimelor realizări ale științei și tehnicii, în special ale radioelectronicii, ultraconductibilității, ultrasunetelor, izotopilor radioactivi, semiconductorilor, energiei nucleare, etc;

utilizarea largă a materialelor cu caracteristici și proprietăți perfecționate și speciale, ca ... materialele semiconductoare, feromagnetice și altele;

... desvoltarea mecanizării și automatizării nu numai a operațiilor de bază, ci și a celor auxiliare, punerea în funcțiune a cel puțin 1300 linii automate, desvoltarea producției... mașinilor unelte cu comandă automată prin program..."

„Se vor desvolta în ritm ridicat asemenea ramuri ale industriei cum sînt construcția de mașini grele, construcția de aparataj fin, radioelectronica, industria electrotehnică..."

Producția de aparataj fin urmează să crească în cei 7 ani de 2,5—2,6 ori.

În transportul feroviar urmează a fi automatizate și telemecanizate linii cu o lungime de 18—20 mii km.

Fără îndoială, o desvoltare a automatizării ca aceea caracterizată prin indicațiile citate mai sus, nu poate fi o desvoltare pur cantitativă, o simplă mărire a numărului de instalații automatizate, la proporțiile lor actuale.

În primul rînd, tezele indică o mărire a complexităţii instalaţiilor automate. Este vorba de trecerea dela automatizarea unor agregate şi instalaţii la crearea de secţii procese tehnologice şi întreprinderi complect automatizate.

În al doilea rînd — şi aceasta este o schimbare calitativă care va afecta puternic însăşi procedeele de automatizare utilizate — în industria sovietică urmează să se treacă pe scară largă la aplicarea metodelor de reglaj extremal, în vederea alegerii automate şi asigurării regimurilor celor mai economice de desfăşurare a proceselor tehnologice. Legată de acest lucru este desvoltarea producţiei şi utilizării în automatizarea proceselor de producţie a maşinilor moderne de calcul. Însăşi producţia de maşini de calcul urmează să crească de 4,5—4,7 ori pînă în 1965.

Pentru a îndeplini acest program grandios de asigurare a progresului tehnic şi în primul rînd a automatizării în industrie, tezele raportului lui N. S. HRUSCIOV prevăd îndeplinirea unor multiple şi multilaterale condiţiuni: dela condiţiunile de ordin ştiinţific la cele de ordin economic.

Astfel, în domeniul ştiinţei, tezele subliniază două domenii a căror desvoltare are o mare importanţă pentru progresul multor ramuri adiacente ale ştiinţei, cît şi pentru întreaga economie naţională. Este vorba de direcţiile fundamentale ale fizicei şi de matematică. Se preconizează concentrarea eforturilor fizicienilor în problemele razelor cosmice, ale reacţiilor nucleare şi ale semiconductorilor. Cît priveşte matematica, se subliniază legătura tehnicii calculului cu desvoltarea automaticii.

În vederea asigurării cadrelor necesare operei de automatizare se prevede că cea mai mare creştere a numărului de ingineri va avea loc, în afara tehnologiei chimice, în specialităţile automatica, tehnica maşinilor de calcul, radioelectronica.

Pe linia măsurilor economice ce urmează a fi luate, cifrele de control asigură mari investiţii pentru desvoltarea industriei în regiunile cu bogăţii naturale de curînd descoperite, iar proiectarea noilor întreprinderi urmează a fi făcută prin prisma realizării procedeelor tehnologice celor mai moderne, a automatizării şi mecanizării. Într-o serie de ramuri, şi în special în industria prelucrătoare, principala orientare în anii imediat următori urmează a fi „reconstruirea radicală, desvoltarea şi reutilarea tehnică a întreprinderilor existente pe baza mecanizării şi automatizării complexe..."

Pentru a mări înzestrarea energetică a muncii — indice strîns legat de nivelul de mecanizare şi automatizare, cifrele de control prevăd o creştere a producţiei de energie electrică de 2—2,2 ori şi o creştere a puterii instalate a centralelor electrice de peste 2 ori faţă de creşterea producţiei întregii industrii de 80 %.

După cum se ştie, în Uniunea Sovietică a fost pusă în exploatare în 1954 prima centrală electrică atomică din lume. Anul acesta, a intrat în funcţiune prima parte, de 100 000 kW, a celei mai mari centrale atomo-electrice, cu o putere de 600 000 kW. Cifrele de control prevăd construirea şi darea în exploatare a unei serii de noi centrale atomo-electrice cu diferite tipuri de reactoare.

O atenţie deosebită este acordată industriei electrotehnice, ca cea mai importantă bază tehnică a electrificării ţării.

•

Trecînd prin aproape două decenii de războaie distrugătoare şi îndelungate perioade de refacere, Uniunea Sovietică a reuşit în jumătate din cei 41 ani care au trecut din 1917, să se transforme într-o mare putere economică şi industrială.

Astăzi, numai în trei zile se produce în URSS o cantitate de energie electrică egală cu energia produsă într-un an în Rusia ţaristă. În două decenii a fost lichidată o rămînere în urmă faţă de ţările industriale cele mai desvoltate de 50—100 ani. Astăzi, Uniunea Sovietică îşi poate propune ca într-un termen istoric scurt — 15 ani — să ocupe primul loc în lume în ceea ce priveşte producţia pe cap de locuitor.

Marea superioritate a socialismului am constatat-o şi prin desvoltarea rapidă a ţării noastre şi a celorlalte ţări socialiste frăţeşti. În cursul acestei desvoltări, am primit din Uniunea Sovietică numeroase utilaje şi întreprinderi cu un ridicat nivel de automatizare, ca utilaje pentru fabrica de rulmenţi din Bîrlad, uzinele de tractoare „Ernst Thälman" — Oraşul Stalin, laminorul dela Roman, bloomingul dela Hunedoara, etc. Folosind din plin experienţa Uniunii Sovietice, automaticienii romîni au realizat numeroase lucrări de automatizare, cu utilaje obţinute din partea Uniunii Sovietice sau a altor ţări socialiste frăţeşti, cît şi cu utilaje realizate în RPR.

În anii democraţiei populare, cu sprijinul tehnic şi material al Uniunii Sovietice, a fost creată o puternică industrie electrotehnică; în curs de desvoltare este industria radiotehnică. Uniunea Sovietică a acordat ţării noastre un sprijin esenţial în realizarea şi dotarea Institutului de Fizică atomică. Acestea pentru a aminti numai cîteva domenii, tangente cu automatica şi electronica.

Fără îndoială, şi în viitor noile realizări ale Uniunii Sovietice în domeniul automaticii şi electronicii, ca şi în toate domeniile se vor resfrînge în mod pozitiv asupra dezvoltării economiei noastre, asupra economiei tuturor ţărilor sistemului socialist.

La rîndul lor, automaticienii şi electronicienii din RPR sînt hotărîţi să-şi aducă din plin contribuţia la opera de construire a socialismului în ţara noastră, la opera de întărire a întregului sistem socialist. Ei sînt permanent preocupaţi de studierea aprofundată şi atentă a experienţei ştiinţifice şi tehnice a Uniunii Sovietice şi a celorlalte ţări socialiste, de automatizarea cît mai eficace a proceselor industriale de maximă importanţă pentru economia noastră naţională, de crearea utilajului şi aparatajului raţional de realizat în RPR, de însuşirea creatoare şi contribuţia la tezaurul mondial al ştiinţei automaticii şi al electronicii.

În acest sens, cifrele de control ale desvoltării economiei naţionale a URSS constituie un sprijin şi un imbold.

MARIO DUMA, WIHELM ROISMAN ŞI LEONARD COLIN*)

Aparat static universal pentru telemăsura pe circuit fizic

CZ 621.317.7.083.7 :621.298

Punerea problemei. Justificarea construcţiei

Telemăsura mărimilor electrice şi neelectrice la distanţe mici, pe circuite fizice, se poate realiza prin diferite metode. Metoda cea mai simplă ar consta în utilizarea nemijlocită — în calitate de emiţătoare de telemăsură — a traductoarelor primare care transformă mărimea electrică şi neelectrică de măsurat într-un curent continuu. În acest caz, canalul de telecomunicaţie se intercalează între traductoarele primare şi punctul de recepţie, care are un instrument indicator de curent continuu.

De regulă, traductoarele primare nu au rezistenţa internă suficient de mare pentru a putea fi considerate drept generatoare de curent constant. Variaţiile parametrilor canalului de telecomunicaţie (rezistenţa, perditanţa, etc.), care au loc în decursul timpului, în special datorită condiţiilor climatice variabile, influenţează asupra valorii curentului transmis, provocînd importante erori. Pentru a putea reduce influenţa variaţiilor amintite ale parametrilor canalului de telecomunicaţie la minimul admis de eroarea tolerată, este necesar ca cea mai mare parte a energiei debitate de traductoarele primare să fie consumată de o sarcină balast stabilă, iar rezistenţa internă a instrumentului indicator să fie cît mai mică sau, la o putere dată necesară la punctul de recepţie şi în canal, este necesară mărirea puterii traductorului primar.

A realiza acest lucru este însă dificil. De exemplu, mărirea puterii debitate în diagonala unei punţi cu termorezistenţă este legată de mărirea curentului în braţele punţii, ceea ce provoacă erori din cauza autoîncălzirii termorezistenţei; pentru a le evita, traductorul termorezistiv trebuie supradimensionat.

În traductorul inductiv, odată cu creşterea sarcinii creşte cuplul parazit de reacţie electromagnetică. Un traductor rezistiv de putere mai mare are frecări proprii mai mari decît unul de putere mai mică. Într-un cuvînt, odată cu creşterea puterii traductorului primar apar fenomene parazite care micşorează însăşi precizia măsurării şi a traducerii primare.

Acest lucru limitează folosirea nemijlocită a traductoarelor primare la cazul măsurărilor la distanţe foarte mici (sute de metri). Fac excepţie unele traductoare statice pentru telemăsura unor mărimi electrice în care, datorită simplicităţii fenomenului de traducere primară randamentul acesteia este ridicat şi energia obţinută este suficientă pentru telemăsura cu o precizie satisfăcătoare (eroare 2,5%) pînă la distanţa de 10—20 km [1].

Pentru telemăsura pe circuite fizice la distanţe mai mari (mergînd pînă la 30—40 km), sau cu precizie mai ridicată, în tehnica mondială se utilizează aparate ce funcţionează conform principiului compensării automate. Aceste aparate se compun dintr-un compensator de cuplu, care este o piesă de mecanică fină de înaltă precizie, şi un bloc electronic. Un exemplu tipic de realizare a unui astfel de sistem compensat este acela care utilizează două echipaje magnetoelectrice (cu cadru mobil) analoge miliampermetrelor de curent continuu, cuplate pe acelaş ax; în înfăşurarea unui cadru mobil se introduce un curent continuu proporţional cu valoarea mărimii electrice sau neelectrice telemăsurate, iar în înfăşurarea celui de al doilea cadru mobil se introduce curentul transmis prin canalul de telecomunicaţie, care creează astfel cuplul antagonist .Blocul electronic reglează în mod automat curentul din canalul de telecomunicaţie, astfel încît să asigure permanent egalitatea celor două cupluri. Sezisarea dezechilibrului se poate realiza pe cale magnetică sau fotoelectrică [2].

Aparatele de tip compensat, descrise mai sus, prezintă o serie de dezavantaje, care au determinat pe autori să caute înlocuirea lor cu sisteme mai avantajoase, în special pentru condiţiile din ţara noastră. Printre aceste dezavantaje se pot enumera:

1) prezenţa unor piese mobile, supuse dereglării, deteriorării, uzurii în exploatare;

2) necesitatea unor construcţii speciale de mecanică fină. Acest lucru trebuie evitat de către orice producător de aparataj şi cu atît mai mult în cazul producţiei unei serii restrînse de aparate cînd această operaţie devine deosebit de nerentabilă. Aceasta se datoreşte în special faptului că, în cazul seriilor mici, sculele speciale necesare se amortizează foarte greu;

3) dificultatea realizării unei rigidităţi dielectrice satisfăcătoare între circuitul de măsură şi circuitul canalului de telecomunicaţie. În anumite cazuri, cum este acel al telemăsurii tensiunilor continue în electrificarea feroviară, acest dezavantaj poate fi esenţial;

4) necesitatea de a folosi în exploatare cadre de calificare înaltă.

De asemenea, trebuie remarcat că în cazurile, foarte frecvente dealtfel, în care este necesară

*) Ing. M. DUMA este cercetător principal, ing. W. ROISMAN şi Ing. L. COLIN, cercetători la Institutul de cercetări electrotehnice

însumarea indicaţiilor mai multor unităţi componente (de exemplu puteri, debite, etc.), urmată de transmiterea la distanţă a indicaţiei — sumă, aceste sisteme compensate cu piese în mişcare dau naştere la soluţii constructive greoaie şi de precizie scăzută. Aceasta se datorează dificultăţii de a cupla un număr mare de cadre mobile sau de a realiza un număr mare de înfăşurări pe acelaş cadru mobil. Soluţia prin care însumarea curenţilor continui se realizează în afara dispozitivului analizat, duce — prin excluderea operaţiei de însumare din bucla închisă de compensare — la o scădere sensibilă a preciziei. În afară de aceasta, ea necesită un dispozitiv suplimentar.

În cadrul unor lucrări efectuate la I.C.E.T.[3] autorii au realizat un aparat care elimină cea mai mare parte a neajunsurilor amintite mai sus. Este vorba despre un aparat universal de tip compensat pentru telemăsura pe circuite fizice, realizat complet static.

Schema aparatului. Particularităţi constructive

Se ştie că la orice amplificator cu reacţie negativă, la care este îndeplinită condiţia

$$k\,\beta \gg 1 \qquad (1)$$

unde k este factorul de amplificare al amplificatorului fără reacţie, iar β este coeficientul de reacţie, factorul de amplificare al amplificatorului cu reacţie este în mică măsură influenţat de nestabilitatea elementelor care-l compun (cu excepţia elementului de reacţie) şi de factorii perturbatori externi, de ex. variaţiile de sarcină sau ale tensiunii de alimentare. Cu alte cuvinte, în acest caz între mărimea de intrare şi cea de ieşire există o proporţionalitate riguroasă, atîta vreme cît neegalitatea (1) este respectată. Deosebirea principială între un compensator automat şi un amplificator de tipul amintit constă numai în faptul că în compensator, în limita de sensibilitate a elementului de comparare, mărimea de intrare şi cea de reacţie sînt întotdeauna egale între ele (desigur, raportate la aceeaşi mărime şi aceeaşi scară şi considerate după epuizarea procesului tranzitoriu), în timp ce în amplificatorul cu reacţie negativă între valorile celor două mărimi există întotdeuna o diferenţă. Această diferenţă este la rîndul ei proporţională cu valoarea mărimii de intrare, constituind o fracţiune a ei. La amplificare infinită, această diferenţă devine egală cu zero. Dacă considerăm cele două sisteme analizate ca sisteme de reglare automată a echilibrului între mărimea de intrare şi cea de ieşire, iar valoarea mărimii de intrare ca factor perturbator, compensatorul poate fi clasificat ca regulator astatic, iar amplificatorul ca regulator static [1]).

În practică, nu este necesar ca amplificarea să fie infinită. Mărimea ei este determinată de stabilitatea necesar să fie asigurată la variaţia sarcinii a tensiunii de alimentare şi a parametrilor elementelor amplificatorului. Statismul care se obţine la amplificarea astfel determinată este luat în considerare la etalonarea iniţială a aparatului. În cele ce urmează, vom neglija statismul, considerînd că în regim staţionar valoarea mărimii de intrare este egală cu valoarea mărimii de reacţie.

În ceea ce priveşte realizarea amplificatorului cu reacţie negativă, pentru elementul de comparaţie şi pentru etajele amplificatorului propriu zis, se pot adopta diferite soluţii. Cea mai raţională se dovedeşte a fi combinarea etajelor electronice cu cele magnetice, atribuind acestora din urmă rolul de element de comparaţie [3].

Aparatul menţionat se compune aşadar dintr-un amplificator magnetic urmat de un bloc electronic de amplificare şi detecţie. Amplificatorul magnetic este atacat de un semnal de curent continuu furnizat de traductorul primar, semnal care este funcţie de mărimea electrică sau neelectrică de măsurat. Blocul electronic are drept mărime de eşire un curent continuu, care parcurge canalul de telecomunicaţie, precum şi o înfăşurare a amplificatorului magnetic, realizînd astfel compensarea. În felul acesta blocul electronic menţine în mod automat curentul din canalul de telecomunicaţie la o valoare care să asigure compensarea amperspirelor de curent continuu ale înfăşurării de comandă, prin cele ale înfăşurării de reacţie. Orice tendinţă de abatere dela egalitatea între amperspirele de comandă şi cele de reacţie provoacă un dezechilibru care se manifestă printr-o tensiune alternativă în diagonala punţii de amplificatoare magnetice. Această tensiune este amplificată şi detectată în blocul electronic, readucînd curentul de reacţie — care circulă prin canalul de telecomunicaţie — la o valoare riguros proporţională cu semnalul de comandă dat de traductorul primar.

În felul acesta, sistemul este prevăzut cu o reacţie negativă globală, care cuprinde atît partea magnetică şi electronică, cît şi canalul de telecomunicaţie.

Datorită amplificarii foarte mari a sistemului cu buclă deschisă, se poate obţine o reacţie negativă aproape totală (în aparatul

[1]) Noţiunea de regulator static, în sensul de regulator cu statism şi cea de aparat static, în sensul de dispozitiv fără piese mobile, se întîlnesc în aparatul care face obiectul prezentului articol în mod întîmplător. Dacă pe axul sistemului mobil al compensatorului se fixează un resort antagonist care să imprime o poziţie preferenţială, compensatorul devine regulator static, care conţine piese mobile. Cu un dispozitiv de corecţie, amplificatorul static devine regulator astatic.

realizat s-a obţinut o reacţie negativă de 98%). Avantajele unei reacţii negative atît de puternice sînt : obţinerea unei funcţii de transfer avînd o caracteristică practic perfect lineară (lucru esenţial în cazul în care indicaţiile transmise vor trebui însumate la punctul de recepţie); eliminarea practic completă a erorii provocate de variaţiile parametrilor canalului de telecomunicaţie; o simţitoare reducere a erorilor cauzate de factori perturbatori locali, ca variaţia tensiunii şi a frecvenţei de alimentare, a temperaturii, etc. Datorită existenţei unei amplificări şi a unei reacţii atît de mari, sistemul ar putea fi expus pericolului de a se autoexcita. Acest pericol este evident în special în cîteva situaţii de funcţionare accidentale, şi anume : la deconectarea bruscă a întregului semnal de comandă, la întreruperea şi restabilirea bruscă a canalului de telecomunicaţie, la dispariţia şi reapariţia tensiunii de alimentare anodică a tuburilor electronice etc. În aceste cazuri, numărul amperspirelor de reacţie ajunge la un moment dat mai mare decît al celor de comandă, ceeace prezintă pericolul ca reacţia să devină pozitivă. Din această cauză, sistemul trebuie să fie sensibil la semnul amperspirelor de comandă pentru ca valoarea amperspirelor de reacţie să nu poată depăşi valoarea celor de comandă (cu excepţia unui scurt proces tranzitoriu).

Făcînd o scurtă comparaţie cu aparatele de telemăsură pe circuit fizic de tip compensat, construite cu piese mobile, se poate uşor arăta faptul că s-a realizat eliminarea majorităţii dezavantajelor arătate mai sus, Astfel :

1) aparatul este complet static, fără piese mobile supuse uzurii, dereglării şi care provoacă erori din cauza frecării. Cuplul activ şi cel antagonist, prin care se realizează în mod curent compensarea, au fost înlocuite cu amperspirele continue de comandă şi cele de reacţie;

2) aparatul se realizează din elemente tipizate de mare serie (tuburi electronice şi alte materiale radiotehnice). De asemenea, el nu conţine materiale şi piese care să necesite prelucrări mecanice de precizie, ceeace îl face rentabil la fabricarea atît în serii mari, cît şi în serii mici.

3) se poate realiza uşor o rigiditate dielectrică ridicată între circuitul de măsură şi circuitul canalului de telecomunicaţie;

4) aparatul este simplu şi pentru exploatarea lui nu sînt necesare cadre de calificare înaltă. Astfel, este de remarcat faptul că aparatul nu necesită niciun organ de reglaj pentru exploatare.

5) în cazul telemăsurii la cerere, se poate asigura schimbarea de scară necesară prin comutarea numărului de spire al înfăşurării de comandă a amplificatorului magnetic;

6) aparatul se pretează în mod avantajos pentru însumare. Este suficient, în acest scop, ca amplificatorul magnetic să fie prevăzut cu mai multe înfăşurări de comandă. În această situaţie, amperspirele de reacţie şi, deci, curentul transmis în canalul de telecomunicaţie, vor urmări suma amperspirelor de comandă. Proiectînd în mod corespunzător înfăşurările de comandă se poate realiza, după cum se va arăta mai amănunţit în cele de urmează, o sumă ponderată. Un alt avantaj pe care îl prezintă acest sistem pentru însumare este acela că el permite însumarea unor curenţi continui din circuite izolate, eliminînd necesitatea unei legături galvanice. Acesta este un important avantaj faţă de însumarea pe rezistenţe, de exemplu, în cazul însumării curenţilor continui din diagonalele unor punţi Grätz.

Trebuie remarcat faptul că acest sistem permite însumarea unui număr oricît de mare de semnale componente (practic nu este necesar un număr mai mare de 20). Desigur, la creşterea numărului de traductoare primare ale căror indicaţii trebuie însumate, numărul de spire ale fiecărei înfăşurări de comandă scade, deoarece numărul total al amperspirelor de comandă se menţine constant pentru o dimensionare dată a elementelor aparatului.

În sfîrşit, trebuie arătat că operaţia de însumare se menţine în interiorul buclei de reacţie negativă, ceea ce permite realizarea unei precizii foarte ridicate.

În fig. 1 este dată schema aparatului static universal pentru telemăsura pe circuite fizice, realizat de autori la I.C.E.T. Aparatul poate fi utilizat şi în calitate de însumator, deoarece el posedă mai multe înfăşurări de comandă identice.

Amplificatorul magnetic este realizat sub forma unei punţi compuse din patru miezuri toroidale de permalloy. Schema „în punte" este cea mai indicată în cazurile în care se urmăreşte amplificarea unor semnale de curent continuu foarte slabe, iar amplificatorul magnetic este urmat de un amplificator electronic. Într-adevăr deoarece statismul sistemului este de numai 2%, semnalul real care acţionează asupra amplificatorului magnetic este foarte mic. Alegerea unei scheme în punte pentru amplificatorul magnetic mai este justificată şi prin faptul că ea duce la îmbunătăţirea stabilităţii de zero a amplificatorului magnetic. De asemenea, în cazul utilizării miezurilor toroidale se poate obţine o importantă scădere a pragului de sensibilitate, prin îmbunătăţirea şi mai mare a stabilităţii de zero şi prin mărirea amplificării.

Din cauza pericolului de autoexcitaţie, după cum s-a mai amintit, sistemul trebuie să fie sensibil la fază. Adoptarea unui amplificator magnetic montat în punte permite realizarea unui astfel de sistem, deoarece tensiunea alternativă de dezechilibru a punţii îşi schimbă faza cu 180° atunci cînd se inversează sensul amperspirelor totale de comandă. Blocul electronic conţine, la rîndul său, un etaj sensibil

la fază. În felul acesta, în regim staţionar, amperspirele de reacţie nu pot depăşi pe cele de comandă.

În afară de înfăşurarea de comandă (sau de mai multe înfăşurări de comandă în cazul în care este vorba de însumare), de înfăşurarea de reacţie şi de înfăşurarea de premagnetizare, amplificatorul magnetic mai este prevăzut şi

Atît înfăşurarea de premagnetizare, cît şi cea care asigură indicaţia iniţială, sînt alimentate dela redresorul anodic al blocului electronic.

Blocul electronic este format din patru etaje realizate cu numai două tuburi (dublele triode 6H9C şi 6H7C). Primele două etaje amplifică în curent alternativ tensiunea de dezechilibru a amplificatorului magnetic. Al treilea etaj

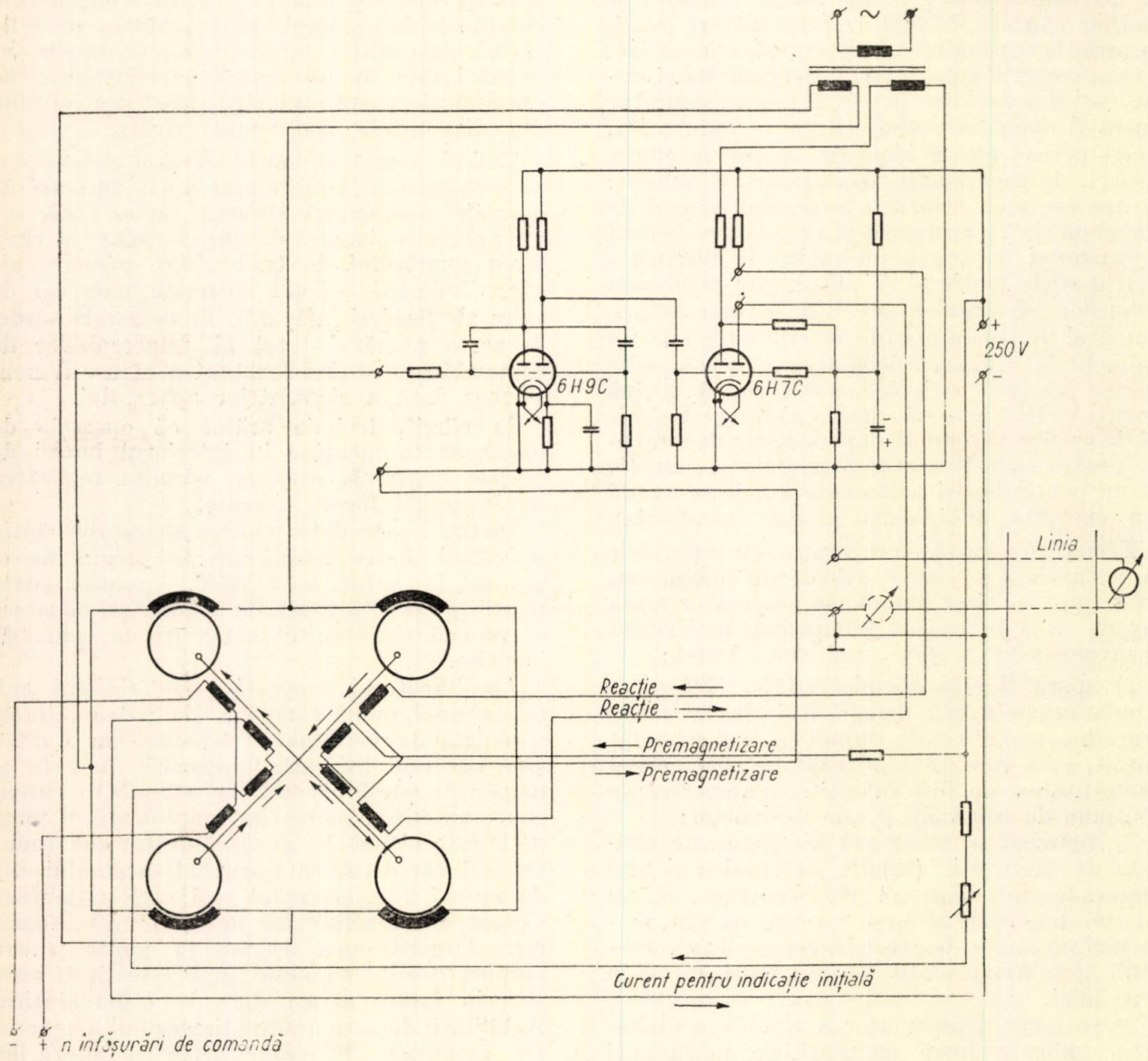


Fig. 1. Schema aparatului realizat

cu o înfăşurare destinată realizării unei indicaţii iniţiale.

Curentul care constituie indicaţia iniţială la un aparat de telemăsură reprezintă un procent mic din curentul nominal (s-a adoptat circa 7% din acesta). În lipsa totală a comenzii, indicaţia iniţială are drept scop să arate că aparatul funcţionează. În acest fel nu se poate confunda situaţia în care aparatul este defect cu cea în care el funcţionează corect, dar nu există comandă,

constituie un amplificator şi detector sensibil la fază, realizînd totodată şi comanda ultimului etaj printr-o negativare variabilă. Alimentarea anodică a penultimului etaj se face în curent alternativ, dela aceiaşi sursă care furnizează şi alimentarea în curent alternativ a amplificatorului magnetic. În acest fel, semnalul alternativ care se aplică în circuitul de grilă al acestui etaj este practic în fază sau în antifază cu alimentarea anodică, cu excepţia unui mic defazaj introdus de amplificatorul magnetic

În lipsa semnalului de grilă sau în cazul unui semnal cu faza încorectă (adică în fază cu tensiunea de alimentare anodică), la bornele condensatorului de detecție apare o tensiune negativă de valoare mare (de ordinul a −50 V). La apariția și creșterea semnalului cu faza corectă (în antifază cu tensiunea de alimentare anodică), tubul conduce tot mai puțin în semiperioada pozitivă a tensiunii anodice, iar tensiunea negativă detectată scade. Teoretic, în cazul unui semnal suficient de mare, tubul ar trebui să fie blocat în cursul întregei perioade, iar tensiunea detectată ar trebui să ajungă să se anuleze. Acest lucru nu se întîmplă, din cauza defazajului introdus de amplificatorul magnetic, astfel încît tensiunea continuă de la bornele condensatorului de detecție variază între două valori, rămînînd tot timpul negativă.

Este de remarcat că, în felul acesta, într-un singur etaj s-au asigurat simultan cîteva funcțiuni: amplificare, detecție sensibilă la fază și obținerea unei negativări pentru etajul următor (mergînd pînă la blocarea acestuia, fără a fi necesar un redresor suplimentar de negativare).

Al patrulea etaj este etajul final al blocului electronic. Curentul anodic continuu al acestui etaj este, simultan, curentul de transmis prin canalul de telecomunicație, curentul de reacție al amplificatorului magnetic și curentul de indicație locală (la punctul de emisie). Canalul de telecomunicație este conectat în circuitul catodic al acestui etaj, pentru a avea un punct la masă. În felul acesta, nu mai este necesar decît un simplu tub cu gaz pentru protecția canalului și aceasta numai pentru cazuri de accidente (întreruperea canalului la punctul de recepție sau întreruperea legăturii dintre canal și masă). Înfășurarea de reacție face parte din circuitul anodic al etajului final, deoarece — în felul acesta — regimul tranzitoriu este mai favorabil decît în cazul conectării în circuitul catodic. Etajul final are o pozitivare permanentă, realizată cu ajutorul divizorului de tensiune format din rezistențele de 2,5 MΩ și 0,22 MΩ, astfel încît variația rezultantă a negativării, comandată de etajul anterior, să meargă dela blocare pînă la limitare în curenți de grilă. Pentru curentul transmis în linie s-a ales valoarea maximă de 5 mA; el poate fi indicat de unul sau mai multe miliampermetre de curent continuu, conectate în serie cu canalul de telecomunicație la punctul sau punctele de recepție și, eventual, la cel de emisie.

Tensiunea continuă pentru alimentarea anodică a tuburilor electronice se ia de la o sursă nestabilizată. Justificarea acestui procedeu este următoarea: atunci cînd variază tensiunea rețelei de alimentare, variază și tensiunea alternativă de alimentare a amplificatorului magnetic. Cînd aceste variații depășesc anumite limite, amplificatorul magnetic iese din zona optimă de lucru, ceea ce poate duce la ieșirea din funcționare a întregului aparat în anumite situații speciale cu caracter accidental, ca cele amintite mai sus. La rîndul său, variația tensiunii anodice duce la variația pozitivării inițiale a ultimului etaj și prin aceasta deplasează gama de funcționare a schemei. Cele două fenomene au efecte contrarii asupra funcționării schemei. În felul acesta, tensiunea nefiind stabilizată, se obține, prin compensarea celor două efecte, o funcționare corectă a schemei pentru variații ale tensiunii de rețea între limite mult mai largi.

Trebuie remarcat faptul că aparatul poate funcționa cu erori în cazul în care în înfășurările de comandă a amplificatorului magnetic

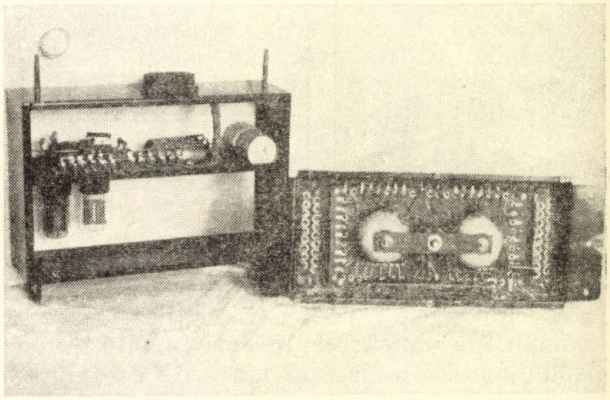


Fig. 2. Fotografia aparatului realizat

apar armonice pare ale tensiunii de alimentare. Prezența acestor armonice se poate datora traductorului care furnizează semnalul de comandă, în cazul unui filtraj insuficient. Valoarea erorii apărute pe această cale depinde atît de amplitudinea pulsațiilor curentului de comandă, cît și de defazajul pe care îl prezintă ele față de tensiunea alternativă de alimentare a amplificatorului magnetic. Se poate considera că eroarea datorată acestor armonice este neglijabilă dacă curentul de comandă are pulsații mai mici de 2%. A doua sursă de armonice pare, este chiar amplificatorul magnetic. Influența armonicelor pare produse de el, este cu atît mai mare, cu cît este mai mică impedanța internă a traductorului. Din această cauză, în cazul utilizării unor traductoare primare avînd impedanța internă mai mică decît o anumită valoare critică, aparatul își menține clasa de precizie numai în cazul cuplării cu traductoare avînd impedanța internă de același ordin de mărime cu cea a traductorului care a fost utilizat la etalonare.

Reluînd problema utilizării aparatului considerat în calitate de însumator, trebuie observat că el prezintă — față de alte sisteme de însumare a puterilor — o serie de avantaje importante. Într-adevăr în cea mai mare parte din sistemele de însumare în punctul de emisie,

utilizate în tehnica telemăsurii (însumare de curenți alternativi în transformatoare, însumare de cupluri în contoare cu mai multe echipaje, etc.) apar erori mari în cazul în care una sau cîteva dintre componentele sumei sînt egale cu zero [1]. Este evident că în aparatul în care însumarea se face într-un amplificator magnetic acest fenomen este inexistent.

De asemenea problema însumării ponderate este rezolvată cu greu în majoritatea aparatelor de însumare. În aparatul descris, se poate realiza o însumare ponderată, comod și cu erori foarte mici. Aceasta se obține ajustînd numărul de spire ale înfășurărilor de comandă. Ajustarea se poate face cu o abatere care nu depășește o jumătate de spiră. Deoarece această eroare se raportează la numărul total de spire ale înfășurărilor de comandă, ea poate fi socotită neglijabilă. Într-adevăr, în cazul însumării la punctul de emisie, curenții de însumat sînt relativ mari (5 pînă la 20 mA) și, deci, numărul total de spire ale înfășurărilor de comandă nu depășește cîteva sute. Dar, în acest caz, nici numărul componentelor nu este prea mare (de exemplu pînă la 6...8). Eroarea maximă ar fi în acest caz de două spire (patru jumătăți de spire) ceea ce raportat la sutele de spire ale întregei comenzi, poate fi neglijat. În cazul însumării la punctul de recepție, poate fi vorba de un număr mult mai mare de componente (de exemplu pînă la 20), dar curenții de însumat fiind mici (de obicei 1 mA), numărul total de spire ale înfășurărilor de comandă este de ordinul miilor, ceea ce face ca eroarea să poată fi neglijată și în acest caz.

Performanțe. Utilizare

Performanțele aparatului descris sînt următoarele:

a) Eroarea fundamentală a aparatului este eroarea instrumentului de măsură.

b) Abaterea de la liniaritate a caracteristicii de transfer (relația dintre curentul continuu de ieșire și amperspirele continue de comandă) nu depășește 0,5%. Ea constituie eroarea fundamentală a aparatului în cazul utilizării sale pentru o însumare ulterioară (la punctul de recepție).

Erorile adiționale sînt:

1) eroarea la o variație de $\pm 15\%$ a tensiunii auxiliare de alimentare este mai mică decît 1%;

2) eroarea la o variație între 0...5 kΩ a rezistenței canalului de telecomunicație este mai mică decît 0,5%. Ținînd seama și de perditanța unui canal de telecomunicație, se poate afirma că aparatul descris este capabil de a transmite indicațiile la distanța de 25 km în cazul unei linii aeriene și la 50 km în cazul utilizării unui cablu, cu o eroare mai mică decît 1% la variațiile posibile ale parametrilor cabalului;

3) timpul de stabilire a indicației, considerat ca intervalul de timp între aplicarea a 60% din curentul de comandă maxim și stabilirea indicației cu o abatere mai mică de 1% din valoarea maximă de la valoarea de regim, nu depășește 2 s. (procesul tranzitoriu este aperiodic);

4) curentul indicației inițiale, corespunzător lipsei totale a comenzii, se reglează la 7% din curentul maxim ($\approx 0{,}3$ mA);

5) pulsațiile maxime ale curentului transmis în canal nu depășesc 0,4 mA.

În încheiere trebuie arătat că aparatul descris poate fi folosit în instalații pentru telemăsura oricăror mărimi electrice (curent, tensiune, putere, etc) sau neelectrice (debit, nivel etc.) printr-o traducere prealabilă a acestora în curent continuu. În cazul telemăsurii tensiunii sau curentului alternativ este suficientă o redresare, urmată de o filtrare corespunzătoare. De asemenea, în mod evident, aparatul poate fi folosit pentru telemăsura curenților și tensiunilor continue, de exemplu în electrificarea feroviară, cît și în genere pentru orice transformare de curent continuu cu înaltă precizie.

Această ultimă întrebuințare își găsește aplicații în cazul măsurărilor cu termocuple sau fotoelemente și îndeosebi cînd este necesară și acționarea unui instrument înregistrator sau organ de reglaj. [4].

BIBLIOGRAFIE

[1] CRETESCU AL., CĂLUSIȚĂ M., DUMA M.: *Televoltmetru și teleampermetru pentru circuit fizic.* Automatica și Electronica, II (1958), p. 230—231.

[2] MALOV V.S.: *Telemecanica în sistemele energetice.* Gosenergoidat, Moscova, 1955.

[3] PSENICINICOV A. M.: *Întrebuințarea organelor de nul de tip magnetic în aparatele de telemăsură și înregistratoare.* Electricestvo 76 (1956) 1

[4] GEYGER. W.: *Gegengekoppelte Gleichstrom - Verstärker.* Arch. techn. Messen (1950) februarie.

FLORIN ŢINTĂ ŞI RADU DUMITRESCU *)

Circuit integrator de coincidenţă rapidă

CZ 621.374 :621.387.4

Determinarea duratei impulsurilor din domeniul nanosecundelor se face, în mod obişnuit, prin montaje de autocoincidenţă întîrziată. Cînd însă cadenţa de repetiţie a acestor impulsuri este mai mare de 10^6 impulsuri pe secundă (ceea ce depăşeşte posibilităţile numărătorilor electronici actualmente în uz) atît metoda cît

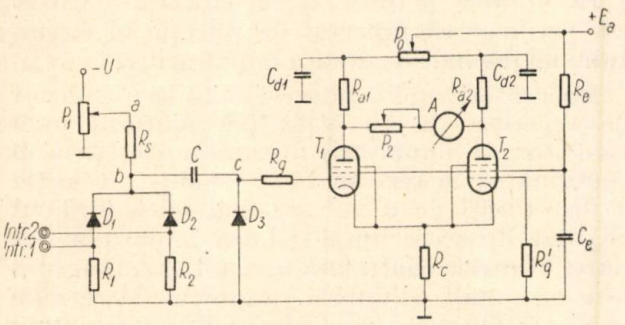


Fig. 1. Schema circuitului de coincidenţă:
$\Gamma_1 = 1\text{k}\Omega$; $P_0 = 5\text{k}\Omega$; $P_2 = 50\text{k}\Omega$; $R_s = 10\text{k}\Omega$; $R_1, R_2 = 90\Omega$; $R_g = 500\text{k}\Omega$; $R_{a1}, R_{a_2} = 10\,\text{k}\Omega$; $R_c = 100\,\Omega$; $R_e = 22\,\text{k}\Omega$; $R'_g = 47\text{k}\Omega$; $C = 1000\text{pF}$; $C_{d_1}, C_{d_2} = 5000\,\text{pF}$; $C_e = 0{,}1\,\mu\text{F}$; D_1, D_2, D_3 — diode cu germaniu; T_1, T_2 — 6AK5; A — microampermetru; $U = 2\text{V}$; $E_a = 250\text{V}$.

şi circuitele electronice respective ajung să fie imposibil de întrebuinţat.

Probleme de acest fel se întîlnesc, de exemplu, în studiul modulaţiei naturale a ciclotroanelor. Aici, în urma procesului de accelerare, are loc o grupare a ionilor în unghiuri de fază care corespund unor durate de 1 : 20 pînă la 1 : 50 din perioada ciclului de accelerare, respectiv perioadei tensiunii de radiofrecvenţă aplicate între duanţi. Pentru cîmpuri de inducţie magnetică obişnuit realizabile, această frecvenţă este de circa 10 MHz în cazul accelerării deuteronilor sau ionilor moleculari de hidrogen. În acest fel se obţin pulsuri de durată între 5 şi 2 mμs cu o cadenţă de 10^7 impulsuri pe secundă.

Determinarea duratei exacte a acestor impulsuri sau a impulsurilor de marcare în timp formate cu ajutorul unor dispozitive electronice este una dintre problemele importante ale spectrometriei, pe bază de timp de zbor, pentru particule rapide, de exemplu neutroni din domeniul de energie 1—20 MeV, rezultat din reacţii de tipul (p, n), (d, n), (α, n) etc. realizate cu ajutorul ciclotronului.

Circuitul realizat (fig. 1) se bazează, în special, pe utilizarea caracteristicilor neliniare ale diodelor cu germaniu, ca şi schemele prezentate prntru prima oară de DE BENEDETTI [1] şi mai tîrziu de alţi autori [2], [3], pentru obţinerea de înalte rezoluţii temporare (10^{-9}s).

Impulsurile (de polaritate negativă)[1]) se aplică la intrările i_1 şi i_2 şi provoacă o variaţie a rezistenţei directe a diodelor D_1 şi D_2.

Rezistenţele R_1 şi R_2 montate în serie cu diodele semiconductoare D_1 şi D_2 reprezintă impedanţele de intrare ale circuitului şi se aleg egale cu valoarea impedanţei caracteristice a cablului prin care se transmit semnalele; această adaptare are rolul de a evita reflexiile. În cazul nostru s-a folosit cablul PK-2 cu impedanţa de 90 Ω.

Cînd impulsurile sînt coincidente acest lucru are drept rezultat un salt important de tensiune în punctul b, mult mai important decît în cazul în care se aplică un impuls singular. Acest salt de tensiune provoacă încărcarea condensatorului C prin rezistenţa directă a diodei D_3[2]).

În afara intervalului de coincidenţă descărcarea se face prin rezistenţa inversă a diodei D_3, de aproximativ 10^3 ori mai mare decît cea directă, şi prin urmare, într-un timp corespunzător mai lung. Repetarea într-o cadenţă rapidă a acestui proces se traduce printr-o variaţie a tensiunii continue de grilă a tubului T_1 (pentoda 6AK5) variaţie care depinde de amplitudinea şi de raportul semnal/pauză a succesiunii de impulsuri ce se studiază. Prin aceasta circuitul de faţă se deosebeşte complet de cele prezentate anterior în literatura de specialitate, care la o frecvenţă mare de repetiţie se blochează, pe grilele tuburilor electronice nemai ajungînd nici un semnal. Rezistenţa mare R_g (500 kΩ) şi capacitatea proprie a grilei faţă de catod constituie un filtru „trece jos", care face ca perioada de încărcare rapidă să nu fie direct simţită la grilă, ci numai valoarea integrată a tensiunii din punctul c. O variaţie mică a tensiunii continue de grilă este puternic amplificată de montajul diferenţial format din tuburile T_1 şi T_2, cuplate pe rezistenţa catodică provocînd o deviaţie la instrumentul A sensibil de curent continuu, conectat între anodele tuburilor. Potenţiometrul P_0 permite reglarea de zero a sistemului, iar P_2 — sensibilitatea.

*) Ing. F. ŢINTĂ este şef de secţie adjunct şi Ing. R. DUMITRESCU este inginer în secţie la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R. P. R.

[1]) Aceasta era polaritatea impulsurilor cu care se lucra în cursul experienţelor noastre. În cazul cînd se lucrează cu pulsuri de polaritate pozitivă este necesar să se inverseze polaritatea şi polarizarea diodelor semiconductoare.

[2]) Încărcarea condensatorului C nu este completă în timpul intervalului de coincidenţă.

În ansamblu montajul s-a dovedit a fi foarte sensibil permiţînd înregistrarea precisă a impulsurilor cu amplitudini sub 0,05 V.

Determinările s-au făcut pentru un raport semnal/pauză egal cu 1 : 50 care reprezenta destul de bine condiţiile practice de experienţă.

Rejecţia circuitului, definită în cazul de faţă ca raportul dintre deviaţiile corespunzătoare impulsurilor coincidente şi respectiv singulare, depinde de tipul de diodă folosit şi de polarizarea acesteia. S-au folosit diodele de tipul DGT-8 alese astfel încît să aibă caracteristici pe cît posibil identice şi de curbură cît mai mare. Polarizarea acestora se obţinea de la o baterie de acumulatoare de 2 V şi se regla cu ajutorul potenţiometrului P_1. În curbele ridicate valoarea acestei polarizări a fost indicată prin tensiunea citită în punctul *a*.

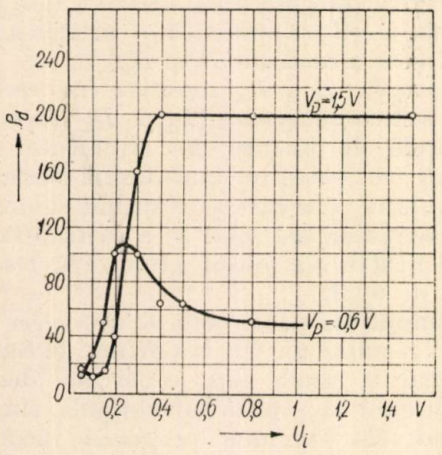


Fig. 2. Curbele rejecţiei $\rho_d = f(U_i)$ pentru diferite polarizări

Determinarea valorii raportului de rejecţie şi a variaţiei sale cu amplitudinea impulsurilor s-a făcut cu ajutorul unui generator de impulsuri normal (tip JS-1-4/52, RFT), deoarece numai în acest fel, în cazul nostru, amplitudinea şi raportul semnal puteau fi precis controlate şi verificate cu ajutorul oscilografului catodic[3]).

Pentru exemplificare se reproduc în fig. 2 două din curbele ridicate în cursul experienţelor noastre, care arată că valoarea optimă a tensiunii de polarizare depinde de amplitudinea impulsurilor. Se obţin valori relativ mari ale raportului de rejecţie (ordinul 10^2) ceea ce constituie un important indice de calitate al circuitului.

În limitele permise de generatorul utilizat s-a verificat că raportul de rejecţie al circuitului nu depinde de durata impulsurilor.

Măsurători suplimentare făcute la o cadenţă de repetiţie de 10 MHz (cu ajutorul unui formator de impulsuri) au arătat că circuitul continuă să lucreze în bune condiţii. Rejecţia a fost totuşi de o valoare mai mică (ordinul 10) dar deoarece amplitudinea impulsului nu putea fi precis controlată în acest caz, indicaţia este mai mult calitativă. Raportul de rejecţie ca şi sensibilitatea pot fi întrucîtva influenţate în domeniul nanosecundelor de efecte speciale de timp de tranzit ale purtătoarelor de sarcină în diodele semiconductoare [4]. Pentru timpuri de rezoluţie mai mici de 10^{-9} s este evident indicat să se utilizeze diode de construcţie specială pentru frecvenţe foarte înalte. Valorile arătate mai înainte nu constituie o limită superioară a posibilităţilor acestui circuit.

Prin măsurători indirecte (folosind tot metoda coincidenţelor întîrziate dar adaptînd circuitul pentru numărarea la cadenţe de repetiţie mai mici) s-a putut verifica faptul că rezoluţia

Tabela 1

$V_p = -0{,}6$V	U_i V	0,05	0,1	0,15	0,3	0,3	0,4	0,5	0,8	
	d_c div	13	100	100	100	100	100	100	106	
	d_s div	1	4	2	1	1	1,5	1,5	2	
	ρ_d	13	25	50	100	100	66	66	53	
$V_p = -1{,}5$V	U_i V	0,05	0,1	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5	0,8	1,5
	d_c div	8	80	100	100	80	100	100	100	100
	d_s div	0,5	8	6	2,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
	ρ_d	16	10	16,7	40	160	200	200	200	200

U_i – amplitudinea tensiunii de intrare; d_c – numărul diviziunilor cînd semnalul se aplică în coincidenţă; d_s – numărul diviziunilor cînd semnalul se aplică pe o singură intrare (singular); $\rho_d = \frac{d_c}{d_s}$ – raportul de rejecţie.

[3]) Frecvenţa cu care s-a lucrat a fost de 20 kHz, adică frecvenţa maximă pe care o putea da generatorul de impulsuri.

temporală rămîne bună ($< 2m\mu s$) ca şi a circuitelor indicate la [2] şi [3].

Cu toată aparenta sa simplicitate construcţia acestui circuit a cerut multă îngrijire, atît în ce priveşte alegerea pieselor cît şi dispunerea lor în montaj. S-au luat măsuri speciale pentru ecranarea şi izolarea electrică şi termică a diferitelor elemente din circuit, în vederea asigurării unei bune stabilităţi.

Alimentarea s-a făcut din surse bine stabilizate. Este de remarcat o neaşteptat de mare importanţă a felului de încălzire a filamentelor tuburilor electronice; s-a utilizat pentru aceasta o baterie de acumulatoare de 6,3 V. În condiţiile realizate pînă la urmă stabilitatea a ajuns să fie foarte bună astfel încît, de exemplu, deplasarea punctului de zero al instrumentului indicator, lucrînd pe sensibilitatea maximă, era insezisabilă chiar după un timp de funcţionare de mai multe ore.

Un neajuns al acestui circuit este sensibilitatea la impulsuri pozitive de durată mare.

ANEXA I

Calculul valorii raportului de rejecţie în funcţie de elementele circuitului.

Acest calcul a fost făcut în scopul unei orientări mai precise în alegerea pieselor care compun montajul. Consideraţiile făcute se aplică, de fapt, tuturor variantelor de circuite de

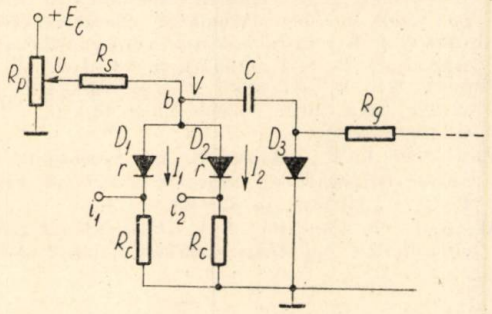


Fig. 3. Partea rapidă a schemei.

coincidenţă cu diode semiconductoare de tip Rossi din tehnica mμs, pentru care nu am găsit pînă acum în literatura de specialitate decît vagi indicaţii calitative.

Circuitul echivalent al părţii rapide este prezentat în fig. 3. R_c sînt rezistenţele (egale) în serie cu diodele semiconductoare, R_s — rezistenţa comună prin care trece curentul de polarizare al diodelor prin cele două braţe, r' a diodei semiconductoare în situaţia de „repaus" şi r'' rezistenţa corespunzătoare situaţiei cînd se aplică un impuls. În acest caz considerăm introdusă în punctul i o f. e. m. de valoare E în opoziţie cu cea de polarizare; faţă de diodă s-a notat cu U tensiunea de polarizare culeasă la cursorul potenţiometrului, cu I_1 şi I_2 curenţii în cele două ramuri.

Cînd se aplică la una din intrări, fie i_1, un impuls de valoare E, în punctul b tensiunea variază puţin luînd valoarea V_1.

Rezistenţa diodei D_1 capătă valoarea r'', cea a diodei D_2 variază puţin, faţă de r', astfel încît pentru a simplifica de la început ecuaţiile o vom considera tot r'. Se poate scrie în acest caz:

$$U = R_s(I_1 + I_2) + (r' + R_c)I_2 \tag{1}$$

$$U-E = R_s(I_1 + I_2) + (r'' + R_c)I_1 \tag{2}$$

$$V_1 = (r' + R_c)I_2 \tag{3}$$

Din acest sistem de ecuaţii se obţine pentru valoarea tensiunii V_1 expresia:

$$V_1 = U\frac{(r' + R_c)\ .\ (r'' + R_c)}{R_s\,(r'' + 2R_c) + R_c\,(r'' + R_c)} +$$

$$+ E\frac{R_s\,(r' + R_c)}{R_s\,(r''+ 2R_c)+ R_c(r''+ R_c)} \tag{4}$$

deoarece r' şi R_c sînt foarte mici în raport cu R_s se poate scrie aproximativ:

$$V_1 = E\frac{r + R_c}{r'' + 2R_c}\,. \tag{4'}$$

Cînd impulsul de valoare E se aplică simultan la ambele intrări ale circuitului, rezistenţa ambelor diode ia valoarea r'', iar tensiunea din punctul b atinge valoarea V_2 a cărei expresie exactă este:

$$V_2 = (U-E)_2\frac{r'' + R_c}{R_s + r'' + R_c} + E. \tag{5}$$

Se vede că sensibilitatea creşte, în general, cu creşterea tensiunii de polarizare.

Dacă r'' este încă mic faţă de R_s tensiunea V_2 capătă valoarea:

$$V_2 = E\ . \tag{5'}$$

Raportul salturilor de tensiune punctul b are deci aproximativ [4]) expresia:

$$\frac{V_2 - V_0}{V_1 - V_0}\quad S \simeq \frac{V_2}{V_1} = \frac{r'' + 2R_c}{r' + R_c}. \tag{6}$$

Se poate trage concluzia că este indicat să alegem diodele şi punctul de funcţionare astfel încît r' să fie cît mai mic (punctul de repaus), dar să ne apropiem pe cît posibil de regiunea de curbură maximă a caracteristicii $I = f(U)$ a diodei, astfel ca r'' să fie cît mai mare.

Se poate vedea că pentru a realiza o situaţie optimă, valoarea polarizării trebuie reglată în funcţie de amplitudinea impulsului (fig. 4).

$$r' = \operatorname{cotg}\ \alpha_1$$

$$r'' = \operatorname{cotg}\ \alpha_2$$

Dacă r'' ajunge să aibă o valoare de acelaşi ordin de mărime cu R_s, se vede că V_2 variază mai încet cu E şi poate atinge valoarea maximă U. Pentru amplitudini E de impuls mai mare ca U, rejecţia va scădea. Atît timp însă cît $U > E$, rejecţia creşte o dată cu U. Curbele ridicate experimental confirmă aceste concluzii.

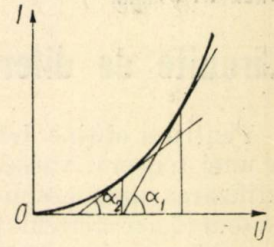


Fig. 4. Caracteristica diodei.

Raportul de rejecţie al întregului ansamblu depinde în acelaşi sens şi de neliniaritatea caracteristicii diodei D_3 şi a amplificatorului diferenţial fiind cu atît mai avantajos cu cît ne plasăm în domenii de curbură mai mare. Rejecţia se prezintă ca un produs al contribuţiilor individuale a elementelor neliniare din circuit, iar printr-o convenabilă alegere a acestora şi a punctelor de funcţionare se poate atinge uşor ordinul de mărime 10^2.

---

[4]) Deoarece V_0, tensiunea de repaus, este neglijabil de mică:

$$V_0 = U\frac{r' + R_c}{2R_s + r' + R_c}$$

ANEXA II

Asupra posibilității de determinare a formei impulsurilor din domeniul nanosecundelor cu ajutorul circuitelor integratoare de coincidență

Curbele de coincidență întîrziate ridicate cu ajutorul schemelor obișnuite de coincidență (cu numărătoare) în montaj de auto coincidență reproduc într-o anumită aproximație distribuția statistică a impulsurilor cu care se lucrează (5) și nu pot indica forma acestora, nici atunci cînd impulsurile sînt uniforme ca amplitudine.

În cazul unui circuit de coincidență de tipul celui prezentat în lucrarea de față, tensiunea continuă ce se aplică la intrarea amplificatorului electronic și, deci, semnalul ce se înregistrează la ieșire este proporțional (atunci cînd funcția amplitudinii și a cadenței de repetiție nu sînt prea mari și se poate vorbi de o medie stabilă de timp) cu aria domeniului în care impulsurile aplicate la intrări se suprapun (fig. 5).

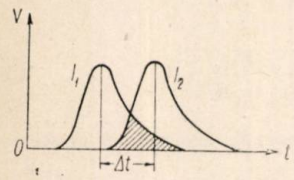


Fig. 5. Impulsuri nesimetrice.

Aceasta se datorește faptului că în cazul unui raport de rejecție suficient (ordinul 10 se poate considera, în general, satisfăcător) încărcarea condensatorului C este determinată de cea mai mică dintre tensiunile coincidente. În acest fel, o curbă de coincidență întîrziată va reprezenta integrala cuprinsă între frontul crescător și descrescător al impulsurilor ce se suprapun în timp, ca funcție de întîrzierea lor relativă.

În cazul cînd impulsul are o formă simetrică (și acesta este destul de frecvent întîlnit în practică) (fig. 6) ariile delimitate corespunzătoare frontului crescător și descrescător sînt egale, iar ordonata curbei de coincidență în abscisa care corespunde întîrzierii $2t$, este proporțională cu $f(t)dt$. Dacă ridicăm această curbă punct cu punct și apoi îi reprezentăm grafic și derivata ei în raport cu t, obținem chiar forma adevărată a impulsului.

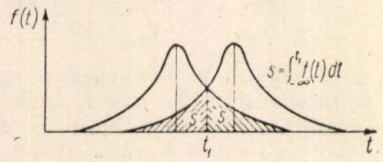


Fig. 6. Impulsuri simetrice.

Dacă întîrzierea de nanosecunde se realizează electronic cu jutorul unui tub de emisie secundară (6), această întîrziere poate fi rapid variată cu ajutorul unui tub de reactanță (capacitiv) plasat între dinodă și grila de control, iar forma de undă obținută în acest fel, aplicată unui osciloscop după o simplă diferențiere, ar permite vizualizarea directă a unui impuls din gama nanosecundelor pe ecranul osciloscoapelor obișnuite. Principiul este întrucîtva analog cu cel folosit la ondulografuł de tip Joubert, care permite înscrierea cu viteză mică (cu inscriptor mecanic) a unui proces periodic rapid variabil.

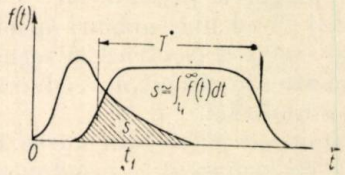


Fig. 7. Analizarea unui puls oarecare.

Metoda s-ar putea aplica și în cazul pulsurilor de formă oarecare folosind pentru aceasta o succesiune de pulsuri formate sincron cu cele de studiat și cu un front de creștere mult mai rapid decît cel al impulsului de studiat (fig. 7).

BIBLIOGRAFIE

[1] DE BENEDETTI, S. și RICHINGS, H. I.: *On the resolution of short time intervals with scintillation counters.* Rev. Sci. Instr. 23(1952) nr. 1, p. 37-39.

[2] BOGDANOV, G. F., KURAȘOV, A. A., RÎBACOV, B. V. și SIDOROV, B. A.: *Izmerenie spectrov bistrîh neitronov po vreme proliota.* Atomnaia energhia 3 (1956)1,66.

[3] ACHIMOV, I. K.: *Bistrodeistvuișcia diferențialinaia schema sovpadenii.* P. T. E. (1957)4, p. 98—100.

[4] SCOBEY, WHITE, SALZBERG: *Fast switching with junction diodes.* Proc. Inst. Radio Engrs,44 (1956) 12, p.. p. 1880—1881.

[5] BERLOVICI, E. E., SILIAEV, B. A.: *Isledovanie vremenih svoistv foloumnojitelei metodom zaderjanih sovpadenii.* P. T. E. (1958)1, p. 62—68.

[6] MACQ, P. C., VERVIER, J. F.: *Fast delayed coincidence circuit.* Rev. Sci. Instr. (1957)28, p. 843—844.

ENEA N. TARINA *)

Circuite de diferențiere CRCR

CZ 621.372.15.22/.23 :681. 142

Pentru a obține derivata în raport cu timpul a unei tensiuni variabile în timp este necesară utilizarea unui circuit de diferențiere. Estecunoscut că acest circuit trebuie să aibă un răspuns crescător cu frecvența cu o pantă de 6 db/oct. Celula CR, foarte des utilizată în acest scop, are această caracteristică pînă la o frecvență $\omega = \frac{1}{T}$, unde $T = CR$ este constanta circuitului (fig. 1).

În cele ce urmează considerăm circuitul $CRCR$ și posibilitatea acestuia de a fi utilizat ca circuit de diferențiere.

Considerații teoretice

Caracteristica acestui circuit (fig. 2) prezintă trei domenii distincte:

1) $\omega < \frac{1}{T_a}$ răspuns crescător cu 12 db/oct;

2) $\frac{1}{T_a} < \omega < \frac{1}{T_b}$, răspuns crescător cu 6 db/oct;

3) $\omega > \frac{1}{T_b}$, răspuns constant cu frecvența.

În regiunea a doua circuitul poate fi utilizat ca circuit de diferențiere. Limitele acestui domeniu respectiv valorile constantelor T_a și

*) Ing. E. N. TARINĂ este inginer în secție la Institutul de Fizică Atomică al Academiei R.P.R.

T_b, depind de elementele circuitului. Pentru explicitarea acestora vom scrie ecuația de transfer :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{T_1 T_2 p^2}{T_1 T_2 p^2 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{T_1}{T_2}\right) T_2 p + 1} = \frac{T_a T_b p^2}{(T_a p + 1)(T_b p + 1)} \quad (1)$$

unde $T_1 = R_1 C_1$ și $T_2 = R_2 C_2$.

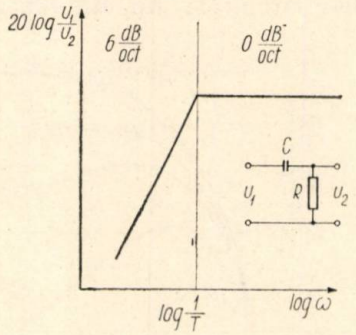


Fig. 1. Caracteristica idealizată a circuitului *CR*.

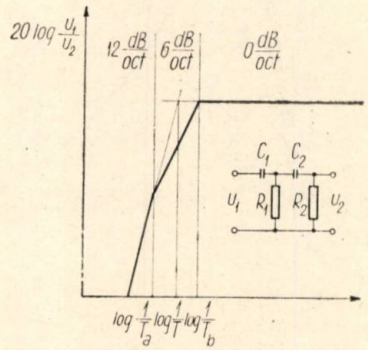


Fig. 2. Caracteristica idealizată a circuitului *CRCR*.

După calcule simple se găsesc valorile pulsațiilor caracteristice :

$$\omega_{Ai} = \frac{1}{T_b} = \frac{\frac{1}{2}\frac{1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\frac{T}{T_2}} + \sqrt{\left[\frac{1}{2}\frac{1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\frac{T}{T_2}}\right]^2 - 1}}{T} \quad (2)$$

$$\omega_m = \frac{1}{T_a} = \frac{\frac{1}{2}\frac{1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\frac{T}{T_2}} - \sqrt{\left[\frac{1}{2}\frac{1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)}{\frac{T}{T_2}}\right]^2 - 1}}{T} \quad (3)$$

unde $T = \sqrt{T_1 T_2} = \sqrt{T_a T_b}$.

S-a considerat caracteristica idealizată a circuitului. În realitate limitele domeniilor nu sînt nete ci există o racordare, o variație continuă a pantei caracteristicii.

Pentru proiectare este util să exprimăm raportul $\frac{\omega_M}{\omega_m} = \frac{T_a}{T_b}$ în funcție de rapoartele $\frac{T}{T_2}$ și $\frac{C_1}{C_2}$ [2]. Pentru aceasta scriem :

$$T_a = T_b = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{T_1}{T_2}\right) T_2.$$

Împărțind cu T găsim :

$$\sqrt{\frac{T_a}{T_b}} + \frac{1}{\sqrt{\frac{T_a}{T_b}}} = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)\frac{T}{T_2} + \frac{1}{\frac{T}{T_2}} \quad (4)$$

În fig. 3 este reprezentată variația raportului $\frac{\omega_M}{\omega_m}$ în funcție de $\frac{T}{T_2}$ pentru diverse valori ale raportului $\frac{C_1}{C_2}$.

Este interesant de studiat raportul $\rho = \frac{\omega_M}{\frac{1}{\min(T_1, T_2)}}$. Acest raport permite să se compare comportarea circuitului *CRCR* cu aceea a unui simplu circuit *CR* avînd însă o constantă de timp egală cu cea mai mică dintre

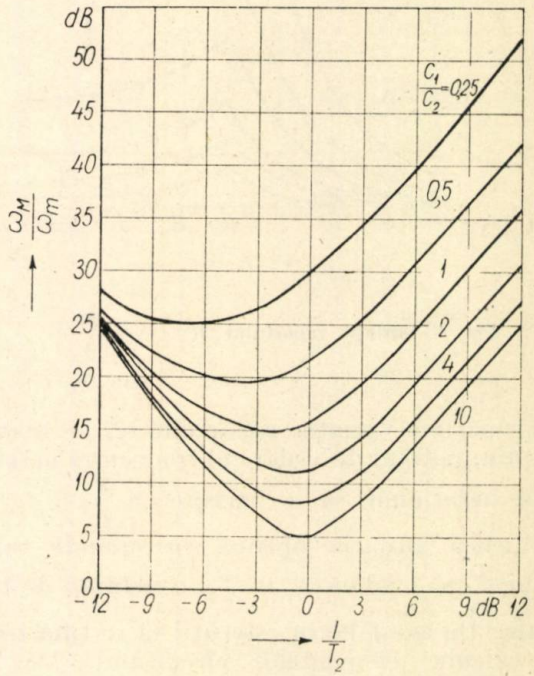


Fig. 3. Diagrama de proiectare a circuitului *CRCR*.

constantele T_1 şi T_2. Expresia acestui raport este :

$$\rho = \begin{cases} \frac{1}{2}\left[1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\right]+ \\ +\sqrt{\frac{1}{4}\left[1+\left(\frac{T}{T_2}\right)^2\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\right]^2-\left(\frac{T}{T_2}\right)^2} \\ \text{pentru } \frac{T}{T_2}<1 \\ \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\left(\frac{T}{T_2}\right)^2}+\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\right]+ \\ +\sqrt{\frac{1}{4}\left[\frac{1}{\left(\frac{T}{T_2}\right)^2}+\left(1+\frac{C_2}{C_1}\right)\right]^2-\frac{1}{\left(\frac{T}{T_2}\right)^2}} \\ \text{pentru } \frac{T}{T_2}>1 \end{cases} \quad (5)$$

iar reprezentarea grafică este cea din fig. 4.

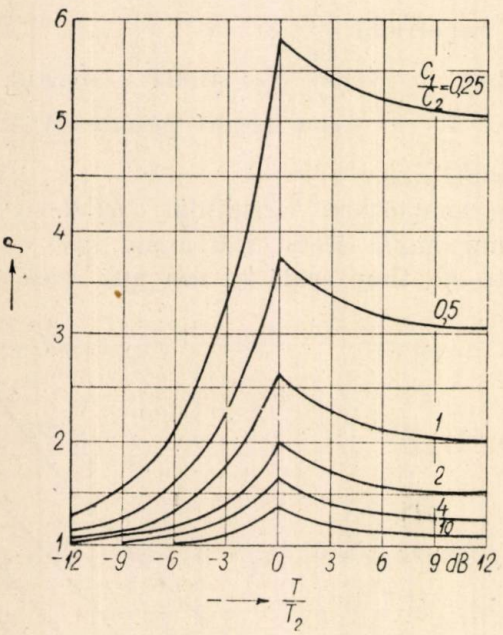


Fig. 4. Variaţia raportului $R = \dfrac{M}{\dfrac{1}{\min(T_1, T_2)}}$

Urmărind variaţia raportului ρ, se observă că, din punctul de vedere al frecvenţei maxime, este nerațional să se lucreze cu $\frac{T}{T_2} < 1$. De asemenea situaţia optimă corespunde raportului $\frac{T}{T_2} = 1$ adică $T_1 = T_2$, constante de timp egale. De acest lucru este util să se ţină seamă la calculul elementelor circuitului. De fapt această condiţie suplimentară, maximul raportului ρ, este necesară în determinarea valorilor elementelor circuitului. (Intr-adevăr, cînd se face calculul acestui circuit se cunosc doar trei mărimi : ω_M, ω_m şi R_2.

Întrucît circuitul are patru elemente independente, condiţia de mai sus completează datele iniţiale.

Diferenţierea impulsurilor

În tehnica impulsurilor se întrebuinţează foarte des circuitele de diferenţiere pentru

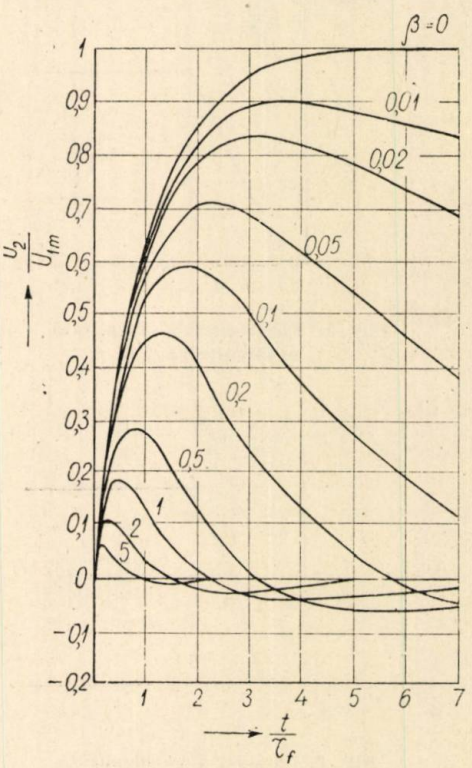


Fig. 5. Răspunsul circuitului *CRCR* la o creştere esenţială.

declanşarea circuitelor basculante, realizarea întîrzierilor, transformarea şi formarea impulsurilor etc. Să studiem comportarea unui circuit *CRCR* cînd la intrare se aplică o tensiune de forma :

$$u_1 = 1 - e^{-\frac{t}{\tau_f}}.$$

Pentru simplificare considerăm $R_1 = R_2 = R$ şi $C_1 = C_2 = C$. În aceste condiţii ecuaţia de transfer se scrie :

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{T^2 p^2}{T^2 p^2 + 3\,Tp + 1},$$

şi transformata Laplace a tensiunii de intrare

$$U_1 = \frac{U_{1m}}{\tau_f p\left(p+\frac{1}{\tau_f}\right)}.$$

Pentru tensiunea de ieşire avem expresia:

$$U_2 = \frac{U_{1m}\, T^2 p^2}{\tau_f p \left(p + \frac{1}{\tau_f}\right)(T^2p^2 + 3Tp + 1)}$$

sau:

$$\frac{u_2}{U_{1m}} = \frac{-1}{1 - 3\beta + \beta^2} e^{-\frac{t}{\tau_f}} - 0{,}0854 \frac{2 - 5{,}236}{1 - 3\beta + \beta^2} \cdot e^{-0{,}382\,\beta\frac{t}{\tau_f}} + 0{,}585 \frac{2 - 0{,}764}{1 - 3\beta + \beta^2} e^{-2{,}618\,\beta\frac{t}{\tau_f}} \quad (6)$$

unde $\beta = \frac{\tau_f}{T}$, $T = RC$.

În fig. 5 este reprezentată variaţia tensiunii u_2 în funcţie de $\frac{t}{\tau_f}$ pentru diverse valori ale parametrului β. Se observă că, spre deosebire de comportarea unui circuit CR, tensiunea de ieşire ia şi valori negative. Atenuarea suplimentară a frecvenţelor joase face ca u_2 să revină repede la zero. ceea ce în multe cazuri este un avantaj.

Diferenţierea unei succesiuni de impulsuri

În cele precedente s-a studiat comportarea circuitului la acţiunea unui singur impuls. În practică însă se lucrează cu succesiuni de impulsuri, periodice sau statistice. În acest caz interesează şi valorea medie a tensiunii de ieşire şi fluctuaţile acesteia. În cazul unei distribuţii statistice apare efectul de îngrămădire al impulsurilor (скучивание, pile-up) [4].

Presupunînd o distribuţie normală (gaussiană) a impulsurilor, probabilitatea sosirii unui impuls este:

$$p(t)\ dt = n\ e^{-ut}\ dt \quad (7)$$

unde n este numărul mediu de impulsuri în unitatea de timp.

Momentele de ordinul întîi şi doi sînt:

$$m_1 = \int_0^\infty u_2\ p(t)\ dt \quad (8)$$

$$m_2 = \int_0^\infty u_2^2 p(t)\ dt \quad (9)$$

Valoarea medie în timp este egală cu momentul de ordinul întîi iar media patratică a fluctuaţiilor este dată de:

$$u_2 = \sqrt{m_2 - m_1^2}. \quad (10)$$

În cazul conectării unui circuit de diferenţiere la intrarea unui amplificator, u_2 este media patratică a fluctuaţiilor de tensiune de pe grila de comandă. Este necesar un calcul al acestei valori pentru proiectarea judicioasă a amplificatorului.

Pentru simplificare considerăm $\tau_f = 0$, deci $\beta = 0$.

$$u_2 = U_{1m}\left[1{,}171\ e^{-2{,}618\frac{t}{RC}} - 0{,}171\ e^{-0{,}382\frac{t}{RC}}\right] \quad (11)$$

Se găseşte, introducînd (7) şi (11) în (8) şi (9):

$$m_1 = \left(\frac{1{,}171}{2{,}618 + uRC} - \frac{0{,}171}{0{,}382 + uRC}\right) uRC\, U_{1m} \simeq 0 \quad (12)$$

$$m_2 = \left(\frac{1{,}38}{5{,}236 + uRC} + \frac{0{,}0293}{0{,}764 + uRC} - \frac{0{,}403}{3 + uRC}\right) uRC\, U_{1m}^2 \quad (13)$$

Deoarece $uRC \ll 1$

$$u_2 \simeq \sqrt{0{,}17\ uRC}\ U_{1m}. \quad (14)$$

Fluctuaţiile statistice pot întrece de cîteva ori această valoare de aceea se va considera un interval de tensiuni de circa $10\ U_2$.

În cazul circuitului CR valoarea medie depinde de numărul mediu de impulsuri în unitatea de timp

$$m_1 = uRC\ U_{1m}$$

iar media patratică a fluctuaţiilor are valoarea:

$$U_2 = \sqrt{0{,}5\ uRC}\ U_{1m}.$$

Indicaţii pentru proiectare

1. O primă etapă în calculul elementelor circuitului este fixarea domeniului de frecvenţă. Limita inferioară a acestui domeniu este dată în cazul tensiunii periodice de perioada de repetiţie, iar în cazul unor tensiuni distribuite statistic, de numărul mediu în unitatea de timp. Pentru găsirea limitei superioare este necesară cercetarea spectrului de frecvenţă. Se consideră de obicei ca lărgime a spectrului domeniul în care este situată 90 % din energie. Astfel în cazul unui impuls dreptunghiular de lărgime θ, pulsaţia superioară a spectrului se consideră $\omega_M = \frac{5{,}1}{\theta}$. Uneori se impun condiţii mai severe care conduc la o valoare mai ridicată a limitei domeniului.

2. Cunoscîndu-se ω_M şi ω_m se calculează raportul $\frac{\omega_M}{\omega_m}$ şi $T = \sqrt{T_a T_b} = \frac{1}{\sqrt{\omega_M \omega_m}}$.

3. Din diagrama din fig. 3 se găseşte, corespunzător unei valori a raportului $\frac{T}{T_2}$, o valoare pentru raportul $\frac{C_1}{C_2}$. Pentru raportul $\frac{T}{T_2}$ se aleg valori în jurul unităţii după consideraţiile arătate mai sus.

4. Din $\frac{T}{T_2}$ şi R_2 se calculează valoarea capacităţii C_2 şi apoi, cu ajutorul raportului $\frac{C_1}{C_2}$, valoarea capacităţii C_1.

Pentru R_2 se ia valoarea corespunzătoare rezistenţei de ieşire în curent continuu a circuitului.

5. Diagrama din fig. 5 poate servi de asemenea la calculul unui circuit *CRCR* ($C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_2 = R$). Pentru aceasta, cînd se cunoaşte impulsul de la intrare, se determină β în funcţie de caracteristicile care dorim să le obţinem la ieşire : amplitudine, durată etc. Se deduce astfel T şi impunînd o anumită valoare pentru rezistenţa de ieşire R se calculează valoarea capacităţilor C.

Concluzii

Din cele expuse rezultă următoarele :

1. Frecvenţa superioară a domeniului de diferenţiere este mai ridicată la circuitul *CRCR* decît la circuitul *CR* (de 2,62 ori în cazul $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$).

2. La diferenţiarea impulsurilor, atenuarea suplimentară a frecvenţelor joase îmbunătăţeşte forma tensiunii de ieşire.

3. Valoarea medie în timp a tensiunii diferenţiate este practic nulă în timp ce la circuitul *CR* ea depinde de numărul mediu de impulsuri în unitatea de timp.

4. Media patratică a fluctuaţiilor tensiunii de ieşire are o valoare mai mică decît la circuitul *CR*.

În unele cazuri folosirea unui circuit de diferenţiere *CRCR* este preferabilă întrebuinţării unei singure celule *RC*, date fiind avantajele de mai sus.

BIBLIOGRAFIE

[1] KENYON, R. R. : *Response characteristics of resistance reactance ladder networks.* Proc. Inst. Radio Engrs. 39 (1951) 5, p. 557–559.

[2] DOWKER, C. G. ş. a. : *Theory of servomechanisms.* M. I. T. nr. 25, p. 124–130. Mc Graw Hill Book Co., New York-London, 1947.

[3] AIZINOV, M. M. : *Perehodnie proţesi v elementah radioustroistv.* Izd. „Morskoi Transport", Leningrad, 1955, p. 118–144.

[4] ELMORE, W., SANDS, M. : *Electronics ; Experimental techniques.* Mc. Graw Hill, New York, 1949.

[5] LEVICI, B. R. : *Teoria sluciainih proţesov i eio primenenie v radiotehnike.* Izd. „Sovetskoe Radio", Moscova, 1957.

VALERIAN COMĂNESCU

Circuite electronice pentru comanda automată a camerei cu ceaţă

CZ 539.16.08 : 621.38.

În dezvoltarea fizicii moderne camera cu ceaţă, descoperită de C.T.R. WILSON în anul 1911, a jucat un rol de seamă datorită calităţilor ei de cercetare. Ea a dat posibilitatea de a descrie în mod complet evenimente separate şi a servit ca mijloc în descoperirea a două noi particule : pozitronul şi mezonul. Cu perfecţionările aduse în decursul existenţei sale, camera cu ceaţă constituie şi astăzi unul dintre aparatele utile ale fizicii atomice.

Camera Wilson este utilizată atît pentru studiul proceselor radiaţiei cosmice, unde fenomenele de interacţiune sînt, în general rare, cît şi pentru lucru cu acceleratoare de mare energie, caracterizate prin impulsuri scurte de radiaţie şi prin viteze de repetiţie rapide în comparaţie cu acelea ale camerei.

Camera cu ceaţă permite să se observe vizual sau să se fotografieze parcursul real al atomilor şi al particulelor elementare prin gaze şi apoi să se studieze interacţiunile complexe ce au loc între atomii separaţi, nuclee şi particule încărcate. Dacă ne referim la o particulă elementară, pe o fotografie luată în camera cu ceaţă, se pot determina următorii parametrii : masa, energia, sarcina electrică, impulsul, timpul de viaţă, secţiunea eficace, reacţiile pe care le provoacă. În mod normal, urmele au formă de linii drepte, dar dacă camera este aşezată într-un cîmp magnetic, urmele au formă de elice. Pe fotografiile cu urme curbate de cîmpul magnetic, se măsoară următoarele mărimi : lungimea traiectoriei, raza de curbură a traiectoriei, cum şi numărul de picături pe unitatea de lungime a traiectoriei [1].

Unele dintre măsurători au semnificaţie numai dacă sînt efectuate pe un număr mare de urme şi, deci, de fotografii. Aşadar, o cameră cu ceaţă construită pentru cercetare, are nevoie de un dispozitiv de automatizare care să-i asigure o funcţionare ciclică [2].

Principiul de funcţionare

Expansionînd brusc un volum definit de gaz necondensabil saturat cu vapori, temperatura fluidului scade, iar gazul devine suprasaturat. Vaporii în exces se condensează sub formă de

*) Ing. V. COMĂNESCU este inginer la Institutul de fizică atomică al Academiei R.P.R.

picături fine de lichid pe ionii rămași la trecerea fluxului de particule prin cameră. În acest mod, traiectoriile particulelor, care au străbătut gazul, pot fi făcute vizibile prin intermediul picăturilor fine de lichid ce desenează dîrele respective.

Suprasaturarea se obține în felul următor (fig. 1): în poziție de așteptare membrana de

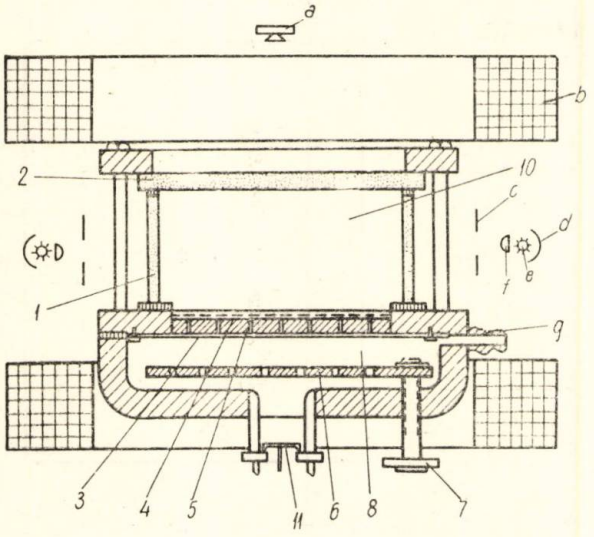


Fig. 1. Ansamblul camerei cu ceață.

cauciuc armat *3* stă lipită de grila *4* din cauza aerului comprimat care intră în camera de compresie *8* prin oliva *9*. În această situație, în camera propriu-zisă *10* este comprimat volumul de aer v_1, saturat cu vapori de alcool, la o presiune totală P, mai mare decît presiunea atmosferică. La un anumit moment oliva *9* se închide și se deschide brusc supapa *11*. Aerul comprimat din volumul *8* scapă în afară, iar presiunea din *10* mișcă brusc în jos membrana *3*, ce se oprește pe grila limitatoare de cursă *6*. În acest fel, volumul v_1, este mărit brusc la v_2, iar presiunea totală scade la P'. Procesul fiind adiabatic, temperatura amestecului de gaz cu vapori scade, din care cauză gazul din cameră se suprasaturează cu vapori. Pentru ca vaporii să se condenseze pe ioni, suprasaturarea trebuie să aibă o valoare cuprinsă între limita de condensare pe ioni și limita de condensare în ceață. Dacă expansiunea este prea mică, condensarea nu se produce pe toți ionii și traiectoriile apar puțin vizibile, iar dacă expansiunea este prea mare, condensarea are loc pe moleculele gazoase neutre, producînd o ceață densă.

Starea de suprasaturare obținută prin expansiunea adiabatică este instabilă, deoarece amestecul de gaz cu vapori nu rămîne la temperatura finală, care este mai mică decît temperatura de echilibru. Încălzirea amestecului scade rapid suprasaturarea sub valoarea critică, iar camera Wilson se desensibilizează la aproximativ 0,1 s după expansiune.

La o nouă sensibilizare, membrana trebuie adusă la poziția de plecare, iar după ce parametrii termodinamici ai sistemului au revenit la valorile inițiale, se poate face o altă expansiune.

Camera și aparatura anexă

Camera (fig. 1) este formată dintr-un cilindru de sticlă *1* închis la un capăt cu un capac de plexiglas sau de sticlă *2*, iar la celălalt capăt cu o diafragmă de cauciuc armat *3* deasupra căreia se găsește o placă perforată de duraluminiu *4*. La circa 1 cm de grila *4* este fixată o plasă de cupru *5* pe care este așezată catifeaua neagră mată, udată cu alcool. Deplasarea membranei *3* este limitată de o placă perforată de duraluminiu *6*. Raportul de expansiune se reglează cu ajutorul unui mecanism de angrenare *7*, care deplasează grila *6*.

Supapa cu expansiune rapidă *11* este de tipul cu explozie, deoarece prezintă față de supapa electromagnetică obișnuită avantajul unei acționări mai rapide și ușurința de a lucra în cîmp magnetic [3].

Aparatul fotografic de luat vederi se fixează deasupra camerei, iar lămpile de iluminat, lateral, fiecare lampă fiind conectată la o baterie de condensatoare.

Pentru a lucra în mod satisfăcător este necesar ca temperatura camerei să fie menținută cît mai constantă, altfel apar curenți de convecție care deformează traiectoriile. Spre a înlătura inconvenientele ce rezultă din variația temperaturii, camera cu ceață se introduce într-o incintă, a cărei temperatură este controlată printr-o metodă oarecare.

Circuitele electronice ale camerei cu ceață

Sistemul de comandă și control este ilustrat de diagrama bloc din fig. 2, care prezintă circuitele electronice utilizate la comanda unei camere cu ceață, funcționînd în fasciculul de radiații al unui accelerator.

Sistemul de automatizare asigură funcționarea ciclică, iar ciclul cuprinde o serie de operații a căror desfășurare trebuie să fie asigurată de schema de comandă. În principiu, operațiile sînt următoarele: deconectarea cîmpului electric de curățire și conectarea cîmpului magnetic; expansiunea rapidă; introducerea fluxului de particule în cameră; deschiderea obturatorului aparatului fotografic; aprinderea lămpilor de iluminat; decuplarea cîmpului magnetic și cuplarea cîmpului electric; deplasarea filmului; expansiunile lente.

După restabilirea echilibrului termodinamic, un impuls de la circuitul care controlează sfîrșitul ciclului, deblochează circuitul de intrare și astfel camera este pregătită pentru un nou ciclu.

Unele dintre operaţiile enumerate mai sus (injectarea particulelor în cameră, detenta, aprinderea lămpilor de iluminat) trebuie să fie îndeplinite în momente riguros controlate şi într-o ordine absolut determinată. De exemplu, momentul iluminării trebuie să fie reglabil de dimensiunile camerei, de presiunea la care se lucrează, de intensitatea cîmpului electric de curăţire etc. Pentru a creşte viteza de repetiţie a camerei cu ceaţă este necesar să se împrăştie rapid urmele traiectoriilor vechi, operaţie ce trebuie făcută la o metodă care dă dîre de

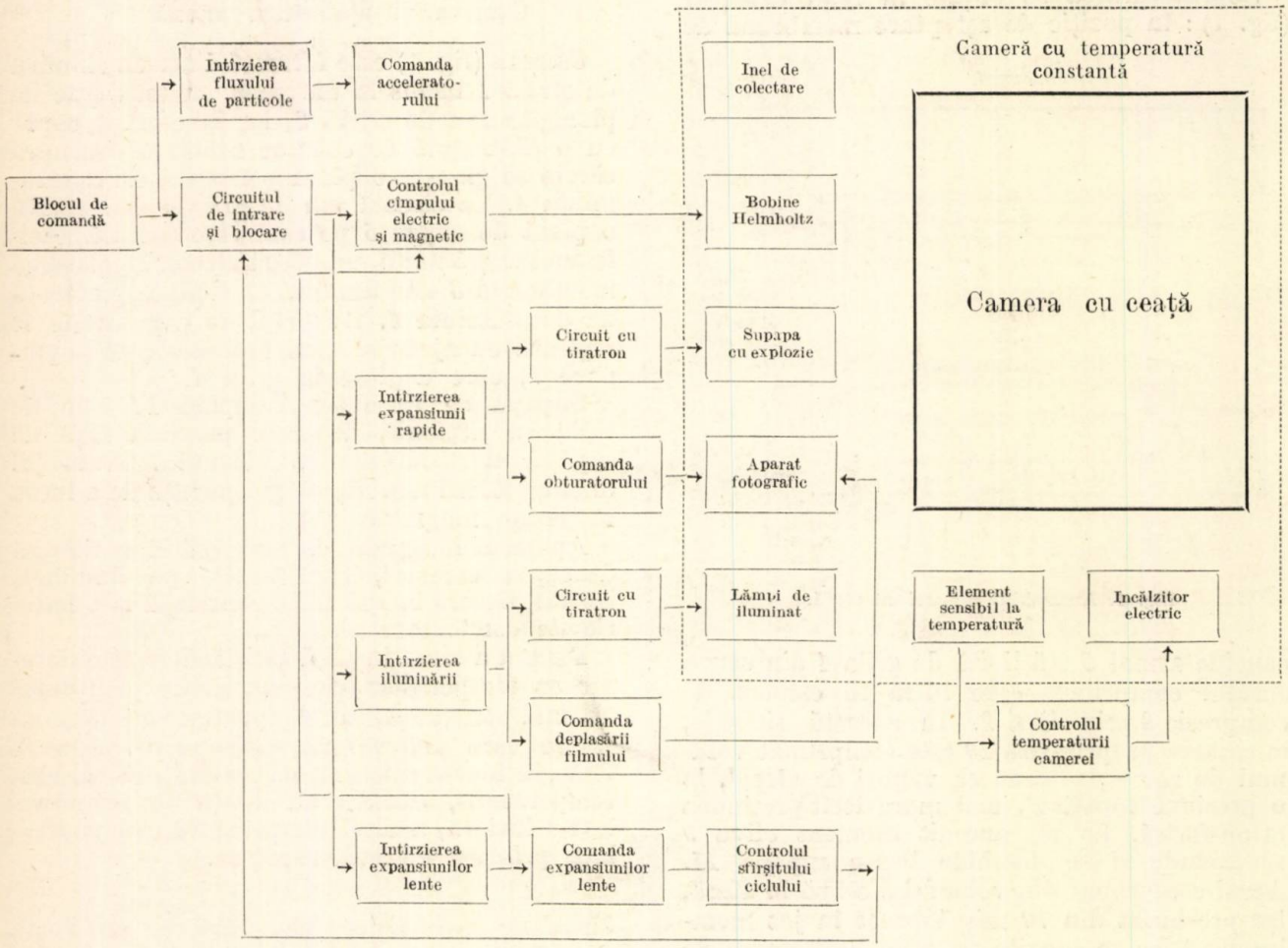


Fig. 2. Schema bloc a sistemului de comandă şi control al camerei cu ceaţă.

cu o precizie de 1 ms pentru ca picăturile să poată fi fotografiate în momentul cel mai favorabil după detentă. Înainte de iluminare, picăturile se pot lăsa încă să se mărească după detentă, dar nu prea mult pentru că traiectoriile devin prea vagi şi se deformează [4].

Ciclul tipic al unei camere cu ceaţă de mărime mijlocie cuprinde — afară de expansiunea rapidă — una sau mai multe expansiuni lente de curăţire. În timpul expansiunii rapide sînt produse sau puse în mişcare nucleele de pe traiectorii sau alte centre de nuclee formate în interiorul camerei. Spre a evita acest fond de ceaţă, care altminteri ar tulbura expansiunea rapidă următoare, sînt necesare cîteva expansiuni lente de curăţire urmate de lungi perioade de aşteptare cu scopul de a permite picăturilor formate pe nuclee să fie depozitate pe pereţii şi pe fundul camerei. Perioada ciclului la camera cu ceaţă are o durată de ordinul minutelor şi e funcţie bună calitate. Prin introducerea unei trepte noi în ciclul obişnuit de lucru al camerei cu ceaţă şi anume o supracompresie de scurtă durată a gazului de umplere, se poate creşte viteza de repetiţie fără a modifica alte caracteristici ale camerei [5].

În comportarea camerelor cu ceaţă cu supracompresie, natura gazului de umplere, intensitatea cîmpului de curăţire şi durata diferitelor trepte din ciclu sînt factori subordonaţi. Cu camere lucrînd pe acest principiu, ciclul scade la 10—30 s.

Spre a putea urmări mai bine schema de comandă din fig. 2, vor fi descrise în cele ce urmează o parte din circuitele componente.

Blocul de comandă este acea parte din sistemul electronic care face posibilă utilizarea comenzii camerei fie pentru studiul radiaţiei cosmice, fie pentru lucru cu acceleratoare. În primul caz, impulsul de comandă este furnizat

de circuitele cu contoare, ce pun în evidență trecerea particulelor prin cameră, iar în al doilea caz, de un generator de impulsuri, care sincronizează comanda camerei cu comanda acceleratorului.

Circuitul de intrare și blocare (fig. 3) realizat cu o dublă triodă, e un multivibrator bistabil :

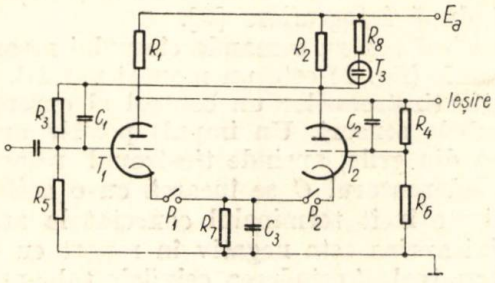


Fig. 3. Circuit de intrare și blocare

E = 300 V; T_1, T_2 = 1/2 6H9C; T_3 = tub cu neon; R_1, R_2 = 100 kΩ; R_3, R_4 = 1MΩ; R_5, R_6 = 500 kΩ; R_7 = 60 kΩ; R_8 = 300 kΩ; C_1, C_2 = 50 pF; C_3 = 1μF.

în prima poziție de echilibru conduce numai trioda din stînga, iar în a doua — numai trioda din dreapta. Un impuls negativ de la blocul de comandă va cauza bascularea montajului, care va rămîne în această poziție pînă la sfîrșitul ciclului. Această schimbare în starea

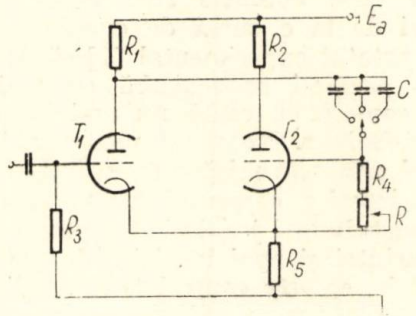


Fig. 4. Circuit tipic de întîrziere

E = 300 V; T_1, T_2 = 1/2 6H8C; T_1 = 68 kΩ; R_2 = 30 kΩ; R_3, R_4 = 500 kΩ; R_4 = 8 kΩ.

de echilibru va cauza la ieșire un impuls pozitiv care printr-un repetor catodic va ataca alte circuite de comandă. Circuitul poartă va deveni insensibil la sosirea altor impulsuri de la generator pînă ce circuitul de la intrare va fi deblocat. Butoanele P_1 și P_2 pot acționa bistabilul atunci cînd e nevoie să se facă încercări de verificare la cameră.

Circuitele de întîrziere (fig. 4) sînt niște multivibratoare monostabile cu cuplaj pe catod, care sînt acționate de impulsuri pozitive. Intervalele de timp cu care aceste impulsuri sînt întîrziate, pot fi variate cu ajutorul lui R și C.

Circuitul de acționat supapa cu explozie și circuitul alimentat condensatorul necesar supapei sînt arătate în fig. 5.

Prin aplicarea unui impuls pozitiv scurt, suficient de mare, capacitatea C din fig. 5 se descarcă prin tiratron mai repede decît se poate încărca pe rezistența R_1 în serie cu sursa. La descărcarea lui C, tensiunea pe capacitate scade la o valoare suficient de joasă ca să stingă tubul și grila să reia controlul. Impulsul de înaltă tensiune, care apare în secundarul transformatorului Tr_1, amorsează descărcarea în arc

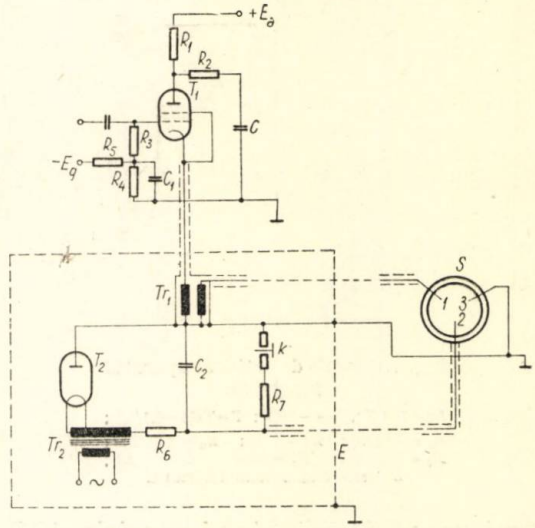


Fig. 5. Circuit de acționat supapa de expansiune

E_a = 300 V; E_g = − 30 V; T_1 = TG1 − 0,1/1,3; T_2 = VU 111; R_1 = 50 kΩ; R_2 = 10 Ω; R_3 = 200 kΩ; R_4 = 300 kΩ; R_5 = 30kΩ R_6 = 200 kΩ; R_7 = 20 kΩ; Tr_1 − transformator fără fier sau bobină de inducție auto; k − buton pentru scurt circuitat înalta tensiune; E − ecran; S − supapa cu explozie; 1 − electrod de amorsare; $2,3$ − electrozi de lucru.

între electrozii de lucru ai supapei. La un transformator cu 25 de spire în primar și cu 2 500 de spire în secundar, impulsul de înaltă tensiune obținut a fost de 9 kV.

Circuitul pentru comanda lămpilor de iluminat în impulsuri și circuitul de alimentat bateria de condensatoare sînt arătate în fig. 6.

Impulsul de comandă aplicat tiratronului va descărca un condensator pe primarul unui transformator fără fier, al cărui secundar

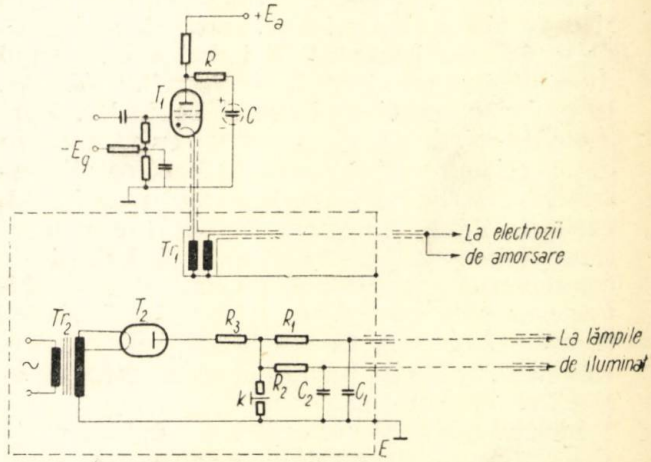


Fig. 6. Circuit pentru iluminarea camerei Wilson

E = 300 V; E = − 30 V, T_1 = TG1 − 0,1/1,3; T_2 − VU 111; R = 25Ω; R_1, R_2 = 10 kΩ; R_3 = 50 kΩ; C = 8μF; $C_1 C_2$ = 50 la 100 μF la 3kV; k − buton de scurtcircuitat înalta tensiune; Tr_1 − transformator fără fier sau bobină de inducție auto; E − ecran.

va excita electrodul de amorsare. Deoarece la descărcarea condensatoarelor prin lămpi iau naştere impulsuri puternice, ce constituie o sursă de paraziţi atît pentru circuitele camerei cît şi pentru alte aparate din vecinătate, e necesar ca circuitul de alimentat lămpile de iluminat să fie bine ecranat. Pentru iluminarea

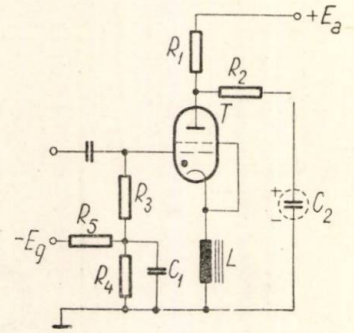


Fig. 7. Circuit de acţionat aparatul fotografic

E_a = 300 V; E_g = −30 V; T = TG1 − 0,1/1,3; R_1 = 50 kΩ; R_2 = 25Ω; R_3 = 200 kΩ; R_4 = 300 kΩ; R_5 = 30kΩ; C_3 = 8 μF; L – releul aparatului fotografic.

camerei se utilizează lămpi speciale (OG-33 sau IPS-200) care sînt construite din doi electrozi fixaţi într-un tub de sticlă umplut cu xenon la o presiune joasă. Un electrod de pornire aşezat în exterior, serveşte la amorsarea descărcării. Durata iluminării este de 0,01 la 0,1 ms, depinzînd de rezistenţa lămpii la descărcare şi de valoarea capacităţii C.

Declanşarea aparatului fotografic, care la fiecare expunere fotografiază în acelaşi timp cu iluminarea, este comandată cu un circuit cu tiratron ca cel din fig. 7.

După închiderea obturatorului aparatului fotografic, deplasarea filmului se face automat sau printr-o comandă separată, funcţie de construcţia aparatului utilizat.

Cîmpul magnetic este produs de o pereche de bobine cu secţiune pătrată, aşezate deasupra şi dedesubtul camerei la o distanţă mai mică decît în aranjamentul Helmholtz cu scopul de a căpăta un cîmp de uniformitate dorită, la o depărtare dată de axul bobinelor. Spre a obţine o inducţie cît mai mare cu un consum de energie cît mai mic, este indicat ca alimentarea bobinelor să se facă în regim de impulsuri, fie de la un generator de curent continuu, fie prin descărcarea unei baterii de condensatoare pe bobine. La proiectarea bobinelor trebuie să se prevadă o bună răcire, în aşa fel încît în timpul lucrului cu camera, energia disipată de bobine să nu afecteze funcţionarea ei normală.

Pentru a curăţi camera de fondul de ceaţă şi de traiectoriile reziduale este necesar să se utilizeze un cîmp electric de curăţire puternic. Cîmpul electric de curăţire se creează între grila mobilă şi un inel de alamă aşezat sub sticla frontală a camerei Wilson. Valoarea cîmpului electric (60—80 V/cm) trebuie să fie cît mai mare posibilă, fără a produce însă o ionizare falsă. Aceasta este de dorit din cauza că picăturile nu pot fi complet evaporate de supracompresie sau de expansiunile lente decît după un timp lung de aşteptare. Cîmpul electric se deconectează înainte de detentă şi se conectează după fotografiere [6].

Circuitul pentru comanda cîmpului magnetic şi electric (fig. 8) este un montaj paralel, care permite tiratroanelor un control al curentului în ambele sensuri. Un impuls pozitiv aplicat la una din grile, aprinde tiratronul respectiv, iar condensatorul C se încarcă cu o astfel de polaritate încît terminalul conectat la anodul tubului aprins este negativ în raport cu celălalt terminal. Aprinderea celuilalt tub, printr-un impuls pozitiv pe grilă, produce o tensiune negativă la anodul primului tub, cauzînd stingerea acestuia. Valoarea rezistenţei R_1 este dictată de curentul de acţionare a releului electromagnetic L. Capacitatea necesară să asigure ca grila tiratroanelor să reia controlul, este funcţie de curentul de sarcină şi anume creşte cu curentul. La i=15 mA şi C = 0,5μF montajul de mai sus produce o basculare sigură. Circuitul din fig. 8 poate fi utilizat în cazul cînd bobinele sînt alimentate în impulsuri de la o sursă de curent continuu.

S-a constatat experimental [7] că dacă temperatura camerei se schimbă cu mai puţin de 1°C, camera cu ceaţă nu mai lucrează în mod satisfăcător. De aceea pentru a înlătura neajunsul arătat, o mică cameră izolată, conţinînd în interior camera Wilson, este răcită la cîteva grade mai jos decît temperatura exterioară incintei şi apoi încălzită de un încălzitor electric, ce este controlat de un dispozitiv

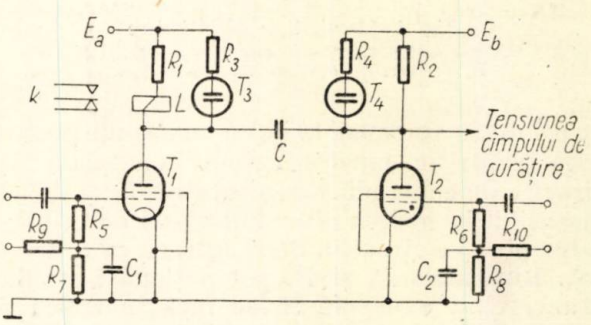


Fig. 8. Circuit pentru comanda cîmpului electric şi magnetic

S_3 E = 300 V; E_b – reglabilă între 400 şi 600 V; T_1, T_2 = TG1 − 0,1/1,3; T_3 T_4 – tuburi cu neon; R_2 = 820kΩ; R_3, R_7, R_8 = 300kΩ; R_4 = 1,5MΩ; R_5 R_4 = 200kΩ; R_9, R_{10} = 30kΩ; C_1, C_2 = 1μF.

electronic. În fig. 9 este arătată schema circuitului utilizat. Rezistenţa R a încălzitorului şi rezistenţa R_h a elementului sensibil la temperatură sînt aşezate în camera de controlat. Rezistenţa termometrului constituie unul din braţele punţii Wheatstone, care este alimentată cu 15—20 V de la un transformator

Tensiunea de dezechilibru de la punte este amplificată de una din triodele tubului 6H9C şi e aplicată apoi la grila tiratronului TG-1 0,1/1,3. Cealaltă triodă a lui 6H9C serveşte ca redresoare pentru alimentarea plăcii primei jumătăţi. Frecvenţa de aprindere a tiratronului este funcţie de depărtarea temperaturii

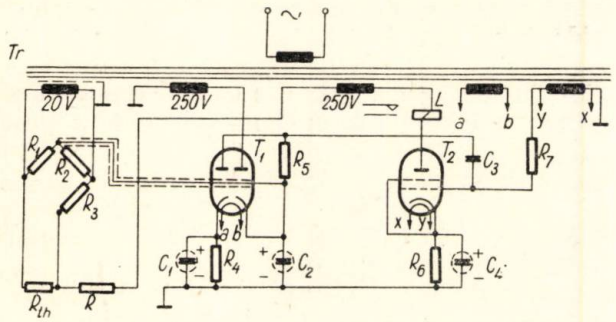


Fig. 9. Circuit pentru controlul temperaturii

T_1 = 6H9C; T_2 = TG1 – 0,1/1,3; R = 800Ω; R_1, R_2, R_3 = 200 Ω din manganin; R_{th} = 200Ω din nichel; R_4 = 2,5 kΩ; R_5 = 100kΩ; R_6 = 50Ω; R_7 = 1MΩ; C_1 = 2,5μF; C_2 = 8 μF; C_3 = 25 nF; C_4 = 500 μF.

din incintă faţă de punctul de control. În anodul tiratronului s-a introdus şi un releu L, care poate conecta un circuit de încălzire de putere dorită, întrucît R din placa tubului nu poate dezvolta o putere mai mare de 50 W.

În concluzie, întregul sistem de comandă trebuie să fie capabil să funcţioneze corect ore întregi, iar în caz de defecţiune sistemul optic de semnalizare să indice circuitul care nu mai lucrează, spre a se putea repara imediat şi continua experienţele cu camera.

BIBLIOGRAFIE

[1] NEAGU, D.: *Camera cu ceaţă cu detentă rapidă.* Lucrare nepublicată.

[2] DRAGOMIRESCU, D., NEAGU, D. şi VOLJIN, V.: *Dispozitiv electronic pentru comanda automatică a camerei Wilson.* Revista Universităţii C. I. Parhon şi a Politehnicii. Bucureşti, 1955 nr. 8.

[3] *Report of the Conference on recent developments in cloud-chamber and associated techniques.* University College, London 1956, 216.

[4] DJELENOV, V. P., KOZODAEV, M.S., OSIPENKOV, V.T., PETROV, N.I. şi RUSAKOV, V. A.: *Ustanovka s kameroi Vilsona v impulsnom magnitnom pole, primeniaemaia v iadernih issledoraniiah na sinhrotiklotrone.* Pribori i Tehnika Experimenta (1956) nr. 3, p. 3.

[5] GAERTTNER, E.R. şi YEATER, M.L.: *A fast recycling cloud chamber and pulsed magnetic field equipment for use with pulsed accelerators.* Rev. Sci. Inst. (1949) 20, 588.

[6] CERN Symposium 1956, 35.

[7] CHANG, W.Y. şi WINCKLER: *Cloud chamber equipment for study of infrequent cosmic ray processes.* Rev. Sci. Inst. (1949) 20,227.

HARRY HERSCOVICI *)

Măsurarea grosimii şi densităţii materialelor cu ajutorul izotopilor radioactivi

CZ 531.717.11 :531.75 :539.155.2

Măsurarea grosimii şi densităţii materialelor prin metoda absorbţiei radiaţiilor

Una dintre cele mai importante aplicaţii ale izotopilor radioactivi în industrie este şi măsurarea grosimii, respectiv densităţii materialelor sub formă de benzi, foi sau plăci, chiar şi în timpul mişcării continue a materialului în timpul fabricaţiei.

Faţă de celelalte metode de măsurare a grosimilor, aparatele pe bază de radioizotopi prezintă avantajul aplicabilităţii lor la materiale foarte subţiri, asigurînd o precizie ridicată chiar în situaţiile de instabilitate mecanică a materialelor. Domeniul acoperit de aceste aparate se întinde de la materiale cu densitate de 1 mg/cm² (de exemplu hîrtie de 25 μ) pînă la materiale cu densitate peste 20 g/cm². La baza funcţionării unui astfel de aparat stă relaţia:

$$N = N_0 \mu e^{-\mu d} \qquad (1)$$

care arată că numărul mediu de particule ce străbat un material este funcţie de natura acestuia μ şi de grosimea sa d (respectiv de densitatea sa).

Folosirea unui detector de particule cu ionizare duce la o schemă de conectare electrică ce se poate reduce în esenţă la un circuit paralel RC (fig. 1).

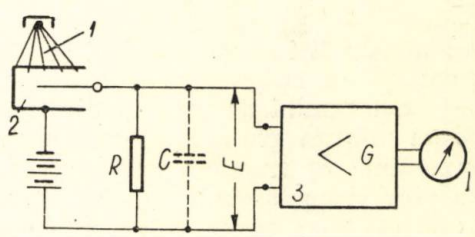


Fig. 1. Schema bloc pentru măsurarea radiaţiilor.

Dacă presupunem că fiecare particulă ce pătrunde în detector produce q sarcini electrice („eficacitatea detectorului") un număr de N

*) Ing. H. HERSCOVICI este cercetător principal la Institutul de cercetări electrotehnice.

particule va produce la bornele rezistenţei R o diferenţă de potenţial -

$$E = q\,NR. \qquad (2)$$

Considerînd acum cîştigul amplificatorului ca fiind G A/V, rezultă :

$$I_\alpha = q\,NRG = q\,RGN_0\,e^{-\mu d}. \qquad (3)$$

În scopul calculării sensibilităţii S a metodei, presupunem o variaţie a grosimii materialului de la d la d'. Variaţia de curent prin instrument va avea valoarea :

$$\Delta I = G(E'-E) = G\,qR\,(N'-N) \qquad (4)$$

$$\Delta I = q\,GRN_0\,e^{-\mu d'}\,[1-e^{-\mu(d-d')}]$$

de aici :

$$S = \frac{d(\Delta I)}{d\,(d)} = -q\,GR\mu\,N_0\,e^{-\mu d} = \mu\,I_\alpha \qquad (5)$$

sau ţinînd seamă de (1) şi (2) :

$$S = E\,G\,\mu. \qquad (6)$$

Presupunînd E, G şi d daţi, sensibilitatea este funcţie de μ. Derivînd (5) în raport cu μ şi egalînd cu zero se obţine S_{max} pentru valoarea :

$$\mu = \frac{1}{d}. \qquad (7)$$

Sensibilitatea optimă a metodei se obţine, aşa dar, atunci cînd sursa radioactivă şi grosimea medie a materialului sînt astfel alese încît să fie respectată relaţia (7). În practică această situaţie este de multe ori de ajuns de greu sau chiar imposibil de obţinut, de aceea sensibilitatea se măreşte fie prin mărirea cîştigului amplificatorului, fie prin mărirea celorlalţi factori ce intervin : rezistenţa R, activitatea sursei, eficacitatea detectorului.

O deficienţă importantă a metodei de măsură descrisă este neliniaritatea scării de măsură. Într-adevăr din relaţia (4) se deduce că pentru o dependenţă liniară a variaţiei de curent ΔI cu variaţia de grosime $d-d'$ este necesar ca :

$$\mu\,(d-d') \ll 1,$$

ceea ce înseamnă însă μ mic, deci şi sensibilitatea coborîtă a aparatului.

După cum rezultă de altfel şi din fig. 1, un aparat de măsura grosimii cu radioizotopi se compune din : *a*) traductor ; *b*) amplificator ; *c*) indicator şi comandă.

În cele ce urmează se vor trece în revistă particularităţile fiecăruia din aceste elemente componente.

Traductorul. Ca traductor se utilizează o sursă radioactivă şi o cameră de ionizare. Materialul de măsurat trece continuu prin spaţiul dintre sursă şi detector.

Alegerea sursei de radiaţie depinde de masa pe unitatea de suprafaţă a materialului de măsură şi de distanţa impusă între sursă şi detector. Materialele cu masa pînă la aproape 600 mg/cm² (de exemplu : alamă sau oţel pînă la circa 0,75 mm grosime) pot fi măsurate cu surse β-active. Pentru cele mai groase sau mai dense e nevoie de surse γ. Sursele α-active, evident, nu pot fi folosite în măsurătorile de acest tip.

Emiţători β puri, însă, se găsesc foarte puţini. Cei mai mulţi radioizotopi emit simultan radiaţii

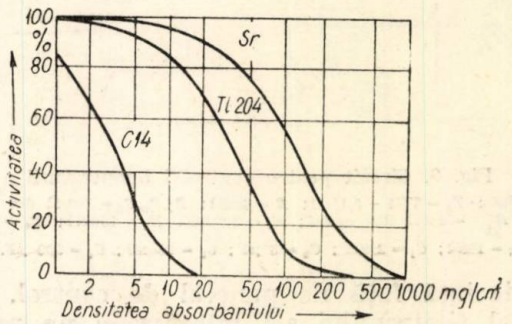


Fig. 2. Curbe tip de absorbţie a radiaţiilor.

β şi γ iar unii au o perioadă de înjumătăţire prea scurtă, astfel că sînt inutilizabili, practic, în instalaţiile industriale (datorită prea deselor reetalonări).

În tabela 1 sînt arătate caracteristicile cîtorva izotopi radioactivi care pot fi utilizaţi în aparatele de măsurare a grosimilor, iar în fig. 2 cîteva curbe tipice de absorbţie.

Tabela 1

Caracteristicile cîtorva izotopi radioactivi

Izotopul	Perioada de înjumătăţire	Energie de radiaţie MeV		Domeniul de utilizare mg/cm²
		β	γ	
Taliu 204	3	0,77	—	300
Stronţiu 90	20	0,6	—	230
Ceriu 144	⩽1	0,3	0,034	
Ruteniu 106	1	0,04	—	
Cesiu 134	2	0,65	0,57	
Cesiu 137	33	0,52	—	
Cobalt 60	5	0,3	1,17	
Carbon 14	⩾5 000	0,145	—	20

Izotopul convenabil pentru o anumită aplicaţie se poate alege din tabela 1 şi curbele experimentale de tipul celor din fig. 2, ţinînd seamă însă atît de observaţiile specificate la începutul capitolului, legate de sensibilitatea metodei, cît şi de observaţiile ce vor urma, în legătură cu precizia de măsură.

Un anumit izotop poate măsura o grosime maximă funcţie de energia iniţială a radiaţiei şi de activitatea sursei. În cazul surselor cu activităţi mici, este nevoie de o cantitate mare

de substanţă, fapt care ar aduce unele neajunsuri, şi anume : în primul rînd o cantitate mare de substanţă duce la o puternică autoabsorbţie ceea ce anihilează în bună parte efectul sporirii cantităţii de substanţă; în al doilea rînd, pentru a preveni autoabsorbţia trebuie să depunem sursa pe o suprafaţă întinsă la o grosime mică, ori aceasta face ca măsurătoarea să se refere la grosimea medie a suprafeţei respective şi nu la grosimea în locul dorit, ceea ce este uneori neplăcut. În plus, traductorul capătă dimensiuni şi greutate exagerate. Toate acestea arată necesitatea alegerii îngrijite şi a surselor radioactive nu numai a radiaţiei.

Partea de traductor care conţine sursa radioactivă „conteinerul" trebuie astfel proiectat încît să asigure protecţia la radiaţii β a personalului care lucrează în jurul instalaţiei, chiar şi în cazul unui accident mecanic. Grosimea materialului conteinerului se deduce din tabelele întocmite pentru protecţia muncii .

Pentru grosimi mai mari de material de măsurat, după cum s-a arătat, sînt necesare surse γ-active. Datorită puterii mari de pătrundere, energia necesară a acestor surse trebuie să fie mult mai mică decît în cazul surselor β-active pentru a preveni folosirea unor protecţii exagerate. Din nefericire surse γ cu energii mici sînt destul de puţine şi foarte costisitoare. (De exemplu un izotop al thuliului care emite raze γ de 0,085 MeV costă 100 lire sterline gramul). Din aceste motive, în general, sînt răspîndite instalaţiile de măsură cu radiaţii β.

Camera de ionizare utilizată ca detector pentru scopul de care ne ocupăm constă dintr-un electrod format de peretele exterior al camerei (cilindric) şi un electrod tubular central, izolat împreună cu un inel de gardă de peretele exterior. Peretele exterior prezintă o porţiune (una din bazele cilindrului) subţiată pentru a permite trecerea particulelor β cu o pierdere minimă de energie. Gazul din interiorul camerei este aer uscat la o presiune foarte puţin superioară celei atmosferice, pentru a preîntinde ferestruica şi a menţine rigiditatea geometrică a ansamblului. Închiderea ermetică necesară foloseşte şi la menţinerea pură a gazului din cameră, deci la o menţinere a curentului de ionizare respectiv a etalonării constante.

Fereastra se execută, de obicei, dintr-un material cu masa atomică pe cît posibil coborîtă pentru a absorbi o energie cît mai mică, în raport cu absorbţia totală de energie din drumul radiaţiei (aluminiu, mică etc. de circa 25 μ grosime). De asemenea, ea se execută bună conducătoare de electricitate pentru a menţine un cîmp electric uniform în cameră, aceasta pentru a asigura funcţionarea camerei în orice punct, pe porţiunea de saturaţie a caracteristicii tensiune-curent. (În cazul ferestrei de mica, suprafaţa interioară a acesteia se argintează).

Amplificatorul. *Amplificatoare cu cuplaj direct.* Sub cea mai simplă formă, un aparat de măsura grosimii este compus din traductor şi un amplificator electrometric monotub (fig. 3).

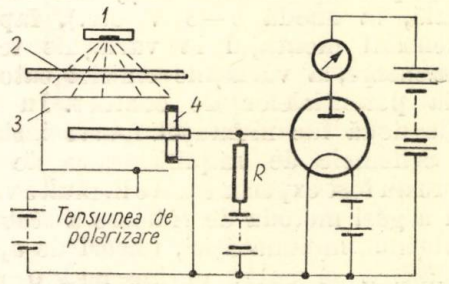


Fig. 3. Cel mai simplu aparat pentru măsurarea grosimii cu radioizotopi :
1 — sursă radioactivă ; *2* — materialul de măsurat ; *3* — camera de ionizare ; *4* — inel de gardă.

Rezistenţa R urmează să aibe o valoare foarte mare, de ordinul $10^9 - 10^{12}\Omega$, după sensibilitatea necesară.

Stabilitatea unui astfel de instrument este însă foarte proastă, pe de o parte din cauza instabilităţii cu temperatura a rezistenţei R, pe de altă parte din cauza instabilităţii etajului electrometric electronic.

Un calcul foarte simplu poate arăta marea importanţă a stabilităţii aparatului de măsură. De exemplu, considerînd un caz extrem, un material cu masa specifică (mg/cm^2) mică, (hîrtie 2 mg/cm^2) pe care urmează să-l măsurăm cu o precizie de 2%. În traiectoria lor, radiaţiile vor trebui, din motive constructive, să treacă prin următoarele substanţe (date aproximative) :

acoperirea de protecţie a sursei	14 mg/cm^2
fereastra camerei de ionizare	10 mg/cm^2
aerul în deschiderea sursă-cameră (circa 5 cm)	6 mg/cm^2
materialul de măsurat	2 mg/cm^2
Total	32 mg/cm^2

La o variaţie a materialului de măsurat de 2% (0,04 mg/cm^2) va corespunde o variaţie totală a substanţelor absorbante de $\frac{0{,}04}{32} \cdot 100 =$ $= 0{,}125\%$. Pentru decelarea unei variaţii atît de mici cu precizia dorită, e necesară evident, o mare stabilitate a aparaturii. Desigur condiţiile sînt mai puţin rigide în cazul unei benzi de oţel, de exemplu de 100 mg/cm^2 (grosime 0,125 mm) unde, se poate calcula, că la o variaţie a materialului cu 2% corespunde o variaţie totală de 1,5%, totuşi nici în acest caz schemele de tipul celei arătate (amplificator de curent continuu nu dau satisfacţie).

În ceea ce priveşte amplificatorul de curent continuu pentru a avea o funcţionare cu curenţi

de grilă foarte mici ($10^{13} - 10^{14}$ A) este necesară fie folosirea tuburilor electrometrice speciale, fie folosirea unor anumite tipuri de tuburi uzuale într-un montaj special numit „montaj electrometric". În acest montaj, tubul funcţionează cu toate tensiunile mult scăzute (de exemplu la filament 50% din tensiunea nominală, la anodă 6—8 V etc.), fapt care face sensibil montajul la variaţiile tensiunii de alimentare, la variaţiile emisiei catodei, la variaţia potenţialelor de contact. În special ultimele două fac montajul foarte instabil în timp. Schemele de amplificatoare de curent continuu au fost experimentate în multe variante pentru a găsi metoda de ridicare a stabilităţii. S-au obţinut îmbunătăţiri, uneori de ajuns de mari, fără a se putea obţine însă o schemă bună ca stabilitate, mai ales atunci cînd sînt necesare amplificări mari. Rezolvarea acestei probleme s-a obţinut însă prin modularea tensiunii de măsură şi amplificarea ei cu amplificatoare de curent alternativ.

Amplificatoare de curent continuu cu modulaţie. După cum se ştie, un amplificator cu modulaţie constă dintr-un convertizor curent continuu-curent alternativ şi un amplificator de curent alternativ. Cele mai cunoscute metode de convertire sînt, fie întreruperea periodică a circuitului de curent continuu printr-un vibrator electromagnetic, fie variaţia periodică a valorii capacităţii unui condensator numit condensator vibrant sau dinamic. În special ultima soluţie duce la obţinerea unor coeficienţi de stabilitate foarte ridicaţi, la coeficienţi mari de amplificare.

Un condensator dinamic constă dintr-o armătură fixă montată pe un izolator de foarte bună calitate şi o armătură mobilă, la o distanţă de prima de ordinul a 0,1 mm, antrenată într-o mişcare vibratorie de un electromagnet. Pentru o sarcină electrică constantă, tensiunea la bornele condensatorului dinamic va depinde de valoarea capacităţii sale. Dacă mişcarea vibratorie se face sinusoidal, vom avea :

$$U = \frac{Q}{C_0 + C \sin \omega t}. \qquad (8)$$

Dacă acum, C_0, C, ω sînt constante, evident U va fi măsura lui Q.

Sensibilitatea unui amplificator cu modulaţie este limitată, în cazul de care ne ocupăm, nu atît de zgomotele şi variaţia potenţialelor de contact din circuitul de intrare, care există şi aici dar în măsură incomparabil mai mică, ci de faptul că este extrem de greu de făcut un instrument indicator la care să se poată citi cu uşurinţă o variaţie de circa 0,1%.

Scheme cu modulaţia fasciculului radioactiv. În loc de a modula tensiunea continuă obţinută la bornele rezistenţei R, se poate modula însăşi fluxul de particule astfel că la bornele rezistenţei R se obţine o tensiune alternativă care este amplificată apoi cu etaje de curent alternativ.

Modulaţia fasciculului poate fi făcută fie prin întrepunerea între sursa radioactivă şi camera de ionizare a unui obturator antrenat

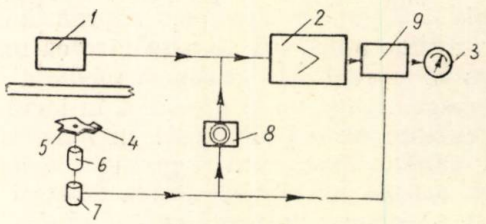
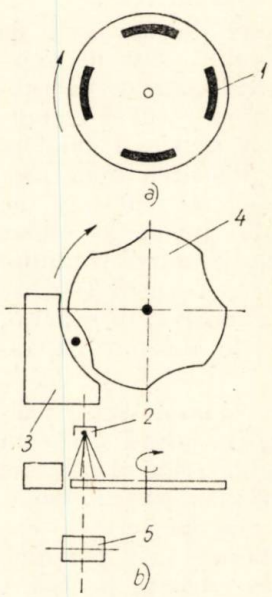


Fig. 4. Schemă cu modulaţia fascicolului radioactiv :

1 — cameră de ionizare ; *2* — amplificator de curent alternativ ; *3* — instrument indicator ; *4* — disc ; *5* — sursă radioactivă ; *6* — motor ; *7* — generator ; *8* — atenuator ; *9* — detector sincron.

de un electromotor, fie prin aplicarea sursei pe extremitatea unei lame în vibraţie, sau a unui disc în mişcare.



În fig. 4 este arătată schematic o astfel de instalaţie. Modulaţia se face prin obturarea sursei de către o piesă în mişcare. Tensiunea de la ieşirea camerei de ionizare e comparată cu o tensiune de referinţă de aceeaşi frecvenţă amplificată fiind numai diferenţa celor două tensiuni.

Fig. 5. Unele tipuri de construcţie mecanică a modulatorului de flux radioactiv :

1 — sursă radioactivă ; *2* — conteiner cu sursă radioactivă ; *3* — bloc ecran ; *4* — obturator ; *5* — detector.

Dacă atenuatorul este gradat în unităţi de grosime, instrumentul de măsură va indica numai abaterile de la grosimea impusă.

O oarecare importanţă trebuie acordată la aceste aparate construcţiei mecanice a modulatorului. Acesta trebuie astfel executat încît să asigure o variaţie cît mai sinusoidală a fluxului radioactiv pentru ca astfel să poată fi executată compensaţia cu o tensiune sinusoidală, uşor de obţinut şi de asemenea spre a putea construi un amplificator cu o bandă de trecere cît mai îngustă.

În fig. 5 sînt arătate două tipuri de modulatoare antrenate de micromotoare. În primul caz se folosesc cîteva surse dispuse astfel ca lungimea intervalelor neradioactive să fie egală cu lungimea intervalelor radioactive. După forma aleasă pentru suprafaţa radioemisivă a surselor, fluxul radioactiv va fi modulat după o undă

mai apropiată sau depărtată de sinusoidă. Mult mai comod şi mai uşor de executat este modulatorul de tipul al doilea (fig. 5, *b*). Aici sursa este fixă iar modulatorul este un obturator ale cărei sectoare sînt decupate după arce de sinusoidă. Faţă de tipul anterior, forma de

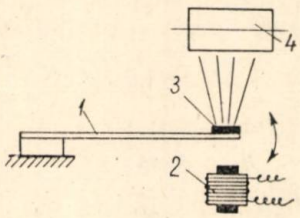


Fig. 6. Modulator vibrant :
1 – lamă vibrantă ; *2* – electromagnet ; *3* – sursă radioactivă ; *4* – detector.

undă emisă de acest modulator este mult mai apropiată de sinusoidă.

Se poate scrie :

$$N = N_0 \cos \omega t \cdot e^{-\mu d} \qquad (9)$$

şi de aici tensiunea de la bornele rezistenţei R (fig. 1)

$$E = q\, R\, N_0\, e^{-\mu d} \cos \omega t \qquad (10)$$

ceea ce arată că amplificatorul va lucra cu o tensiune alternativă sinusoidală modulată în amplitudine, funcţie de grosimea materialului de măsurat. Frecvenţa „purtătoarei" este determinată de viteza unghiulară a discului modulator.

În fig. 6 se arată un alt tip de modulator. Aici, sursa este fixată la extremitatea unei lamele antrenată într-o mişcare vibratorie de un electromagnet.

iar tensiunea de intrare în amplificator :

$$E = qRN_0 \cos \omega t \; e^{-[\mu_1 d_1 + \mu_2 d_2]} \; e^{-\mu_2 d} \qquad (12)$$

După cum se vede, forma de undă obţinută în acest caz este relativ destul de depărtată de sinusoidă. În plus, randamentul de conversie este scăzut din cauza valorii mici a amplitudinii d a vibraţiilor lamelei, în raport cu distanţa sursă-detector.

Scheme cu compensaţie şi reacţie negativă. Schemele descrise anterior fie că lucrează cu amplificatoare cu modulaţie sau cu fascicul modulat nu rezolvă problema instabilităţii datorată naturii statice a dezagregării radioactive sau, eventual, a rezistenţei de la intrare. Instabilităţile acestea pot compromite tot restul aparaturii, oricare ar fi precizia pentru care a fost construită.

Rezolvarea satisfăcătoare a acestei probleme şi de altfel soluţia cea mai răspîndită constă în folosirea unei scheme cu compensaţie prevăzută cu un amplificator cu reacţie negativă în care rezistenţa R sau fluxul radioactiv nu mai intervin la măsură prin însăşi valoarea lor. În fig. 7 este arătată o astfel de schemă.

Cele două surse fiind din acelaşi material „consumarea" lor în timp nu afectează precizia aparatului. Materialul standard poate fi schimbat pentru o gamă întreagă de grosimi, aparatul indică abaterile faţă de grosimea materialului standard. Prin rezistenţa R trece diferenţa curenţilor celor două camere de ionizare. Aparatul amplifică tensiunea corespunzătoare acestei diferenţe, o detectează cu un detector sensibil la fază şi o aplică la intrare printr-o reacţie negativă. În cazul cel mai indicat, al reacţiei totale, se demonstrează că tensiunea

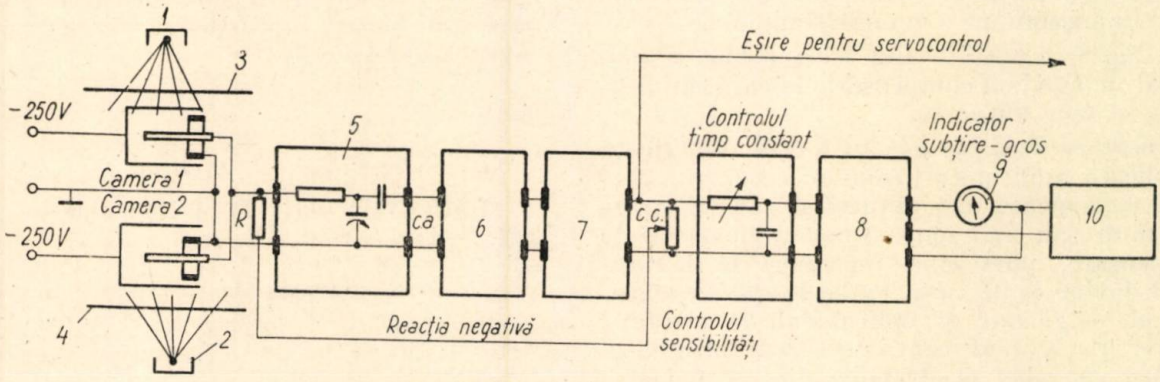


Fig. 7. Schemă cu compensare :
1 – sursa principală ; *2* – sursa auxiliară (de compensare) ; *3* – materialul de măsurat ; *4* – materialul etalon ; *5* – convertor ; *6* – amplificator c. a. ; *7* – detector sensibil la fază ; *8* – voltmetru electronic ; *9* – instrument indicator ; *10* – înregistrator.

Dacă se notează cu μ_1 şi d_1 elementele caracteristice pentru materialul de măsurat şi cu μ_2 şi d_2 elementele caracteristice pentru spaţiul de aer dintre sursă şi detector (d_2 se referă la distanţa medie) relaţia care defineşte fluxul radioactiv are forma :

$$N = N_0 \cos \omega t. \; e^{-[\mu_1 d_1 + \mu_2 (d_2)]} \; e^{-\mu_2 d} \qquad (11)$$

la ieşirea amplificatorului U_e are valoarea :

$$U_e = \frac{A}{1 + A} U_i \qquad (13)$$

unde U_i este tensiunea de intrare, iar A – coeficientul de amplificare al amplificatorului, considerînd intrarea la bornele rezistenţei R.

Dacă $A \gg 1$, situaţie obişnuită, $U_e = U_i$ şi nu depinde de R. Amplificatorul are aici funcţia de „transformator de putere", dînd la ieşire, la o aceeaşi tensiune, un curent de circa 10^6—10^{11} ori mai mare.

Măsurarea tensiunii de la ieşirea amplificatorului se face prin intermediul unei linii de

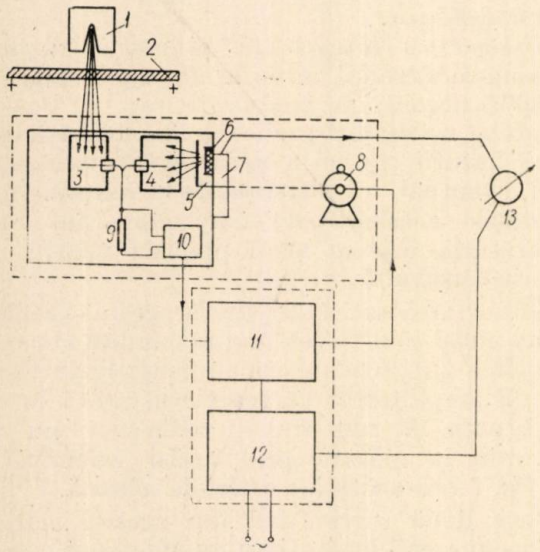


Fig. 8. Schemă cu compensare automată:

1 — sursă; *2* — materialul de măsurat; *3* — camera de ionizare principală; *4* — camera de ionizare auxiliară (de compensare); *5* — obturator; *6* — sursa radioactivă de compensare; *7* — sistem de urmărire şi indicare: *8* — motor asincron reversibil: *9* — rezistenţă de mare valoare ($10^9\Omega$); *10* — convertor; *11* — amplificator curent alternativ; *12* — bloc de alimentare; *13* — indicator de grosime.

întîrziere variabilă, pentru a evita fluctuaţiile indicatorului instrumentului la materiale foarte subţiri (cînd natura statistică a dezagregării intervine mai pronunţat) sau atunci cînd interesează măsurarea valorii medii a grosimii unei benzi în mişcare, pe o anumită lungime.

În fig. 8 se arată o altă schemă bloc a unui aparat de tipul cu compensaţie la care compensarea se face automat.

Tensiunea de la bornele lui R este amplificată şi aplicată unui motor asincron reversibil. Motorul antrenează un obturator care ascunde mai mult sau mai puţin sursa radioactivă de compensare, pînă cînd tensiunea la bornele lui R devine egală cu 0. Pe acelaşi ax cu obturatorul se găseşte şi indicatorul de grosime. Convertirea curent continuu-curent alternativ se face cu releu electromagnetic, coeficientul de amplificare în alternativ este de aproximativ 20 000, reglabil pentru fiecare scară de măsură.

Precizia de măsurare a grosimii cu radioizotopi. Erorile ce apar în aparatele de măsură pe baza absorbţiei radiaţiilor sînt de două tipuri:

a) erori cauzate de natura statistică a dezagregării;

b) erori cauzate de imperfecţia aparaturii de măsură.

Pornind de la relaţia (2) se deduce că sarcina electrică totală obţinută în circuitul RC al detectorului are valoarea:

$$Q = qNRC \tag{14}$$

iar deviaţia relativă medie pătratică a acestei sarcini, datorită fluctuaţiilor numărului de particule emise de sursă se obţine succesiv:

$$\sqrt{\Delta Q} = \sqrt{q\,R\,C\,\Delta N}$$

$$\frac{\sqrt{\Delta Q}}{Q} = \frac{\sqrt{\Delta N}}{N} \cdot \frac{1}{\sqrt{qRC}} = \frac{\sqrt{\Delta N}}{N} \cdot \frac{1}{\sqrt{qNRC}}$$

$$\frac{1}{\sigma}\sqrt{\frac{\Delta Q}{Q}\frac{N}{\Delta N}} = \frac{\sigma Q}{Q} = \frac{1}{\sqrt{qNRC}} \tag{15}$$

Cum deviaţiile relative ale sarcinii şi tensiunii E sînt echivalente se poate scrie:

$$\frac{\sigma Q}{Q} = \frac{\sigma E}{E} = \frac{1}{\sqrt{qNRC}}$$

$$\sigma I = G\sigma E = \frac{GE}{\sqrt{qNRC}} \tag{16}$$

În acelaşi timp însă:

$$\sigma d = \frac{\sigma I}{S}.$$

Ţinînd seama de (6) şi de (16) şi notînd $\sigma d = (\Delta d)_{stat}$ obţinem:

$$(\Delta d)_{stat} = \frac{e^{\frac{\mu d}{2}}}{\mu\sqrt{qN_0RC}} \tag{17}$$

şi de aici deviaţia, respectiv eroarea medie pătratică relativă în grosime a materialului, datorită naturii statistice a dezagregării, va avea valoarea:

$$\left(\frac{\Delta d}{d}\right)_{stat} = \frac{e^{\frac{\mu d}{2}}}{\mu d\sqrt{qN_0RC}}. \tag{18}$$

Grafic, relaţiile (17) şi (18) sînt arătate în fig. 9, (s-a notat $\tau = RC$).

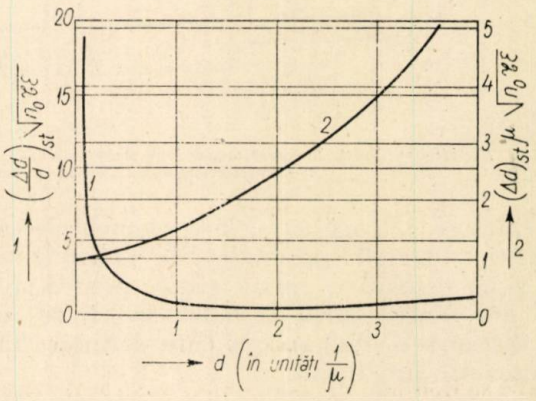


Fig. 9. Eroarea datorită naturii statistice a dezagregării,

Se constată că eroarea medie pătratică relativă are un minim pentru valoarea

$$\mu = \frac{2}{d}. \qquad (19)$$

Pornind de la relaţia (18) se deduce că pentru asigurarea unei anumite erori datorită naturii statistice a dezagregării, sursa radioactivă trebuie să asigure în unghiul solid Ω sub care este văzut detectorul din sursă, un număr de particule :

$$N'_0 = \frac{e^{\mu d}}{\mu_2^2\, d^2\, qRC\left(\frac{\Delta d}{d}\right)^2} \cdot \frac{4\pi}{\Omega}.$$

De aici, ţinînd seamă că $N'_0 = A \cdot \varepsilon \cdot 3{,}7 \cdot 10^{10}$, unde ε este numărul de particule β sau γ emise într-un act de dezagregare, se deduce activitatea sursei (în Curie) necesară spre a obţine o anumită precizie datorită erorii statistice a dezagregării

$$A_s = 1{,}08 \cdot 10^{-10} \frac{\pi e^{\mu d}}{(\mu d)^2 \cdot q\, \varepsilon\, RC \left(\frac{\Delta d}{d}\right) \cdot \Omega} \qquad (20)$$

În ceea ce priveşte erorile medii patratice datorate aparatelor de măsură, într-un mod asemănător se obţine :

$$(\Delta d)_{ap} = \pm \frac{(\Delta n_d)_{ap}}{\mu N_0 e^{-\mu d}} \qquad (21)$$

$$\left(\frac{\Delta d}{d}\right)_{ap} = \pm \frac{(\Delta n_d)_{ap}}{\mu d N_0 e^{-\mu d}} \qquad (22)$$

în care $(\Delta n_d)_{ap}$ este eroarea la măsurarea valorii medii a fluxului, relaţii reprezentate grafic în fig. 10. Se constată şi în acest caz un minim al erorii relative, pentru

$$\mu = \frac{1}{d}. \qquad (23)$$

De asemenea, activitatea necesară a sursei pentru o anumită precizie rezultă :

$$A_a = 1{,}08 \cdot 10^{-7} \cdot \pi \frac{(\Delta_{n_d})_{ap} \cdot e^{\mu d}}{\mu d \left(\frac{\Delta d}{d}\right)_{ap} \cdot \varepsilon\Omega}. \qquad (24)$$

În aplicaţiile practice pot predomina fie erorile de tip *a*, fie cele de tip *b* sau se poate întîmpla ca aceste două erori să fie comparabile.

Curbele din fig. 9 şi 10 ajută la alegerea izotopului necesar unei anumite aplicaţii. În general, izotopul ales va trebui să corespundă la $\mu = \frac{1}{d} \sim \frac{2}{d}$ mai apropiat de $\frac{1}{d}$. Din relaţia (20) se deduce, de asemenea, că eroarea datorită naturii statistice poate fi micşorată prin alegerea unei surse radioactive suficient de puternice.

Erorile datorite aparatelor de măsură se pot separa în două clase : erori care nu depind de fluxul radiaţiei ce cade pe material şi erori proporţionale cu acest flux.

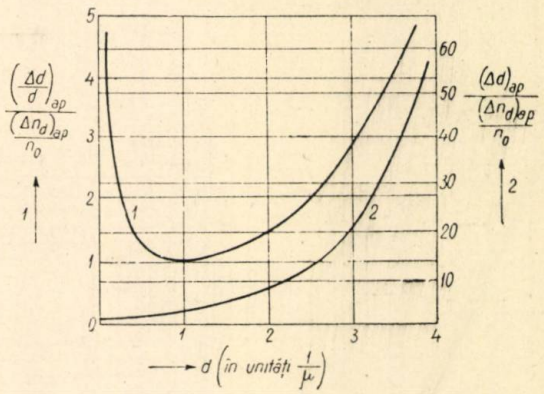


Fig. 10. Eroarea datorită aparaturii de măsură.

Ultimele, provocate de variaţia condiţiilor geometrice ale traductorului sau ale tensiunii camerei de ionizare, vor putea fi micşorate prin alegerea unei surse suficient de active, primele însă depind numai de perfecţionarea aparatelor de măsură.

Tabela 2

Grosimi optime ale unor laminate de oţel

Izotopul	Energia de radiaţie MeV		Grosimea optimă mm	
	β	γ	Eroarea statistică predomină	Eroarea aparatelor predomină
Taliu 204	0,77	—	0,025—0,18	0,018—0,1
Cesiu 134	0,65	0,57	14—95	9,5—52
Cobalt 60	0,3	1,17	20—125	12,5—70

În tabela 2 se arată grosimile optime ale laminatelor de oţel ce pot fi măsurate cu un anumit tip de radiaţii în cazul cînd predomină una din cele două componente de eroare (*a* sau *b*) .

Eroarea medie patratică totală se exprimă prin relaţia

$$\Delta d = \pm \frac{\sqrt{(\Delta n_d)^2_{ap} + (\Delta n_d)^2_{stat}}}{N_0 \mu e^{-\mu d}}. \qquad (25)$$

Cîteva considerente cu privire la ridicarea preciziei unei instalaţii de măsurare a grosimii :

Pentru materialele subţiri, distanţa între sursă şi camera de ionizare trebuie menţinută cît mai rigid posibil deoarece stratul de aer poate avea în acest caz o masă specifică (mg/cm^2) comparabilă sau mai mare ca a materialului de măsurat.

Cînd este necesară măsura grosimii de-a lungul unei benzi de lăţime apreciabilă, sursa

şi camera (traductorul) trebuie să exploreze simultan lăţimea benzii dar geometria lor relativă trebuie să se menţină permanent aceeaşi (fig. 11). În cazurile cînd explorarea se face prin mai mulţi traductori statici montaţi în

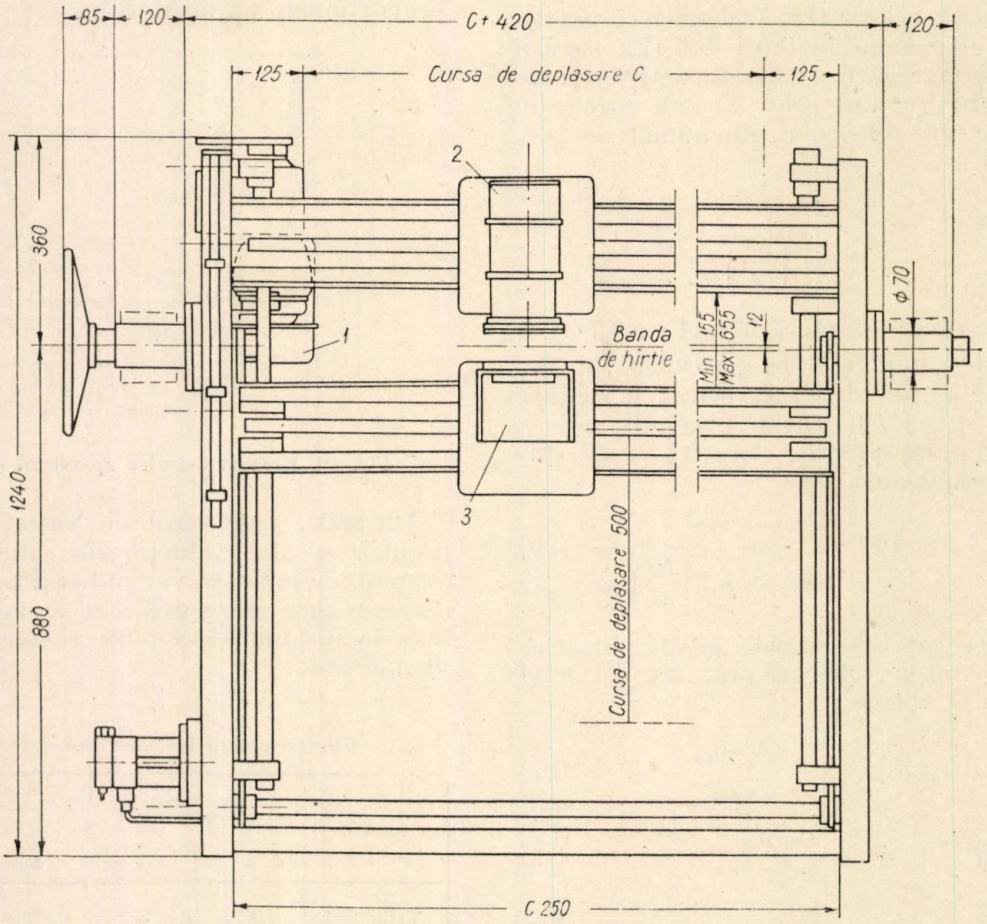


Fig. 11. Dispozitiv de explorare pe întreaga lăţime a unei benzi:
1 — motor de antrenare; *2* — detector de radiaţii; *3* — sursa cu izotopi radioactivi.

diferite regiuni ale benzii, această condiţie e mai puţin greu de obţinut. În această situaţie traductoarele sînt conectate la instrument succesiv printr-un dispozitiv electromecanic.

De asemenea este important să nu varieze nici poziţia materialului în deschizătura sursă-cameră, deoarece aceasta ar face să varieze numărul mediu de particule difuzate la suprafaţa materialului şi, deci, s-ar modifica şi fluxul de particule ajunse în detector, ceea ce ar avea ca efect falsificarea măsurătorii grosimii.

Măsurare grosimii şi densităţii materialelor prin metoda retrodifuziei radiaţiilor.

Principiul metodei Radiaţiile β sînt puternic difuzate atunci cînd ajung în cîmpul electric al straturilor electronice ale atomilor. Un număr dintre particulele difuzate în acest fel se întorc în direcţia sursei formînd astfel un nou flux de particule, fluxul retrodifuzat. În special participă la această retrodifuzie atomii din straturile exterioare ale materialului de măsurat, de aceea metoda va da rezultate numai în cazul materialelor subţiri.

Prin metoda retrodifuziei se pot măsura atît depunerile unui material pe un altul cît şi însăşi grosimea materialelor subţiri, în acest caz sensibilitatea măsurătorii fiind mai mare decît prin metoda absorbţiei, fapt ilustrat foarte bine în fig. 12. Se vede anume că pentru grosimi mici ale foliei de Al sau Cu panta curbelor de retrodifuzie e mult mai mare decît panta curbelor de absorbţie. Se mai observă, de asemenea, şi faptul menţionat anterior că la grosimi mari metoda nu e utilizabilă, deoarece curbele de retrodifuzie ating la un moment dat o saturaţie.

Grosimea de material corespunzătoare saturaţiei, pentru o anumită radiaţie, se numeşte uneori şi „grosime infinită".

Intensitatea corespunzătoare „grosimii infinite" diferă de la un material la altul, crescînd cu numărul atomic al materialului, grosimea infinită însăşi depinzînd de energia particulelor β emise de sursă.

În fig. 13 s-au trasat caracteristicile de retrodifuzie pentru două materiale distincte

dintre care al doilea s-a presupus depus pe primul. Presupunînd caracteristica B deplasată pentru a porni din origine, se constată că cele două curbe diferă ca amplitudine a curentului de saturaţie.

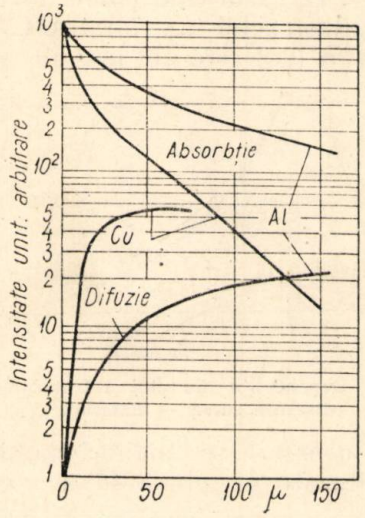


Fig. 12. Curbe tip de absorbţie şi retrodifuzie a radiaţiilor.

Caracteristicile din fig. 13 arată de asemenea domeniul de lucru al metodei. Anume, fiecare material luat individual prezintă o anumită gamă de grosimi ce pot fi măsurate. Peste

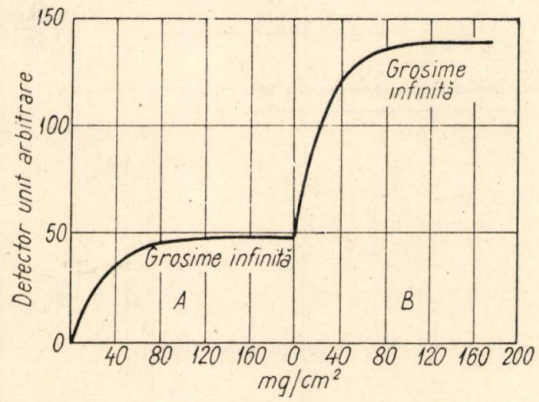


Fig. 13. Caracteristicile de retrodifuzie a două materiale diferite.

această grosime, metoda este insensibilă, deci pentru a măsura depunerea unui material pe altul, fără ca acesta din urmă să influenţeze prin neregularităţile sale măsurătoarea, este necesar ca materialul bază să aibe o grosime suficientă, corespunzătoare radiaţiei cu care se lucrează, pentru a se situa în regiunea de saturaţie. În felul acesta, curentul emis de detector începe de la o anumită valoare şi creşte proporţional cu grosimea depunerii (desigur pînă se ajunge şi în acest caz la saturaţie). Intensitatea fluxului retrodifuzat este direct proporţional cu numărul atomic al materialului difuzant şi invers proporţional cu viteza particulelor. Ambele aceste proprietăţi sînt ilustrate foarte bine de curbele din fig. 14, unde micşorarea vitezei particulelor s-a făcut prin aplicarea unor filtre subţiri de cupru direct pe sursa radioactivă (Tl 204). Pentru depuneri cu număr atomic superior fierului, creşterea intensităţii prin aplicarea unui ecran de frînare este apreciabilă, ajungînd, de exemplu, pentru staniu la 100%.

În fig. 14 valorile de intensitate se referă la materiale cu „grosime infinită".

Din fig. 13 şi 14 se deduce că pentru ca măsurătoarea să fie sensibilă, este necesar ca materialul depus să fie diferit de materialul de bază

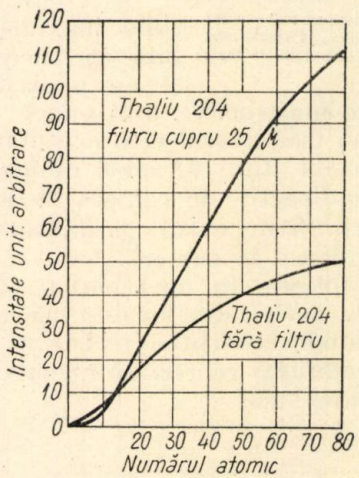


Fig. 14. Dependenţa fluxului retrodifuzat de material şi viteza particulelor.

ca număr atomic. După cum acest număr este superior sau inferior faţă de bază, creşterea de curent va fi pozitivă sau negativă (în fig. 13 este exemplificată o creştere pozitivă).

Utilizarea ecranelor este foarte utilă în alegerea domeniilor de grosimi ale unui aceluiaşi material de măsurat. Pentru o anumită radiaţie şi un anumit material, ecranul micşorează panta

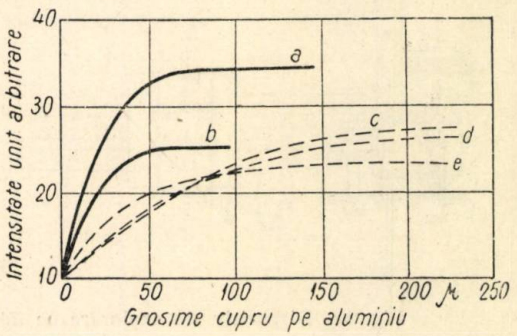


Fig. 15. Curbe de exemplificare a polului ecranelor de frînare:

a — thaliu — filtru 25 μ Cu; *b* — thaliu — fără filtru; *c* — stronţiu — filtru 50 μ Cu; *d* — stronţiu — filtru 25 μ Cu; *e* — stronţiu — fără filtru.

curbelor din fig. 13, astfel că saturaţia se atinge pentru o grosime mult mai mare (fig. 15). Cu ajutorul curbelor de tipul celor din fig. 15

se poate deduce grosimea maximă măsurabilă pentru o altă depunere decît cea pentru care au fost trasate curbele. De exemplu, în cazul aur pe aluminiu, ştiind că pentru cupru $\rho = 8{,}9$ g/cm³ iar pentru aur $\rho = 19{,}3$ g/cm³ şi că pentru o sursă radioactivă cu Sr 90 şi cu ecran de cupru de 50 μ grosimea maximă pentru cupru este de 150 μ (fig. 15) se deduce pentru aur $150 \cdot \frac{8{,}9}{19{,}3} \simeq 70$ μ grosime maximă măsurabilă (pe aceeaşi bază şi cu aceeaşi sursă).

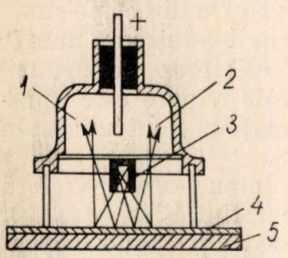


Fig. 16. Traductorul aparatului de măsurare a grosimii prin metoda retrodifuziei: *1* – camera de ionizare; *2* – sursa radioactivă; *3* – ecran; *4* – materialul de acoperire; *5* – materialul de bază.

Elemente constructive. Din punct de vedere constructiv, traductorul este executat dintr-un singur element (fig. 16) sursa radioactivă este ecranată radioactiv de camera de ionizare în aşa fel încît să nu existe posibilitatea trecerii radiaţiilor direct în cameră.

Sursele folosite în mod curent sînt Sr 90 sau Tl 204. Activitatea lor este mai mare decît în cazul metodei absorbţiei (zeci de mC) deoarece fluxul retrodifuzat reprezintă un procentaj mic din fluxul incident.

„grosimea infinită"; σ – coeficientul de difuzie al materialului; δ – densitatea superficială a materialului.

Relaţia (26) este valabilă în cazul în care condiţiile geometrice traductor-material sînt neschimbate. În cazul cînd planul materialului şi axul traductorului nu formează unghiuri drepte, relaţia (26) este afectată de un factor

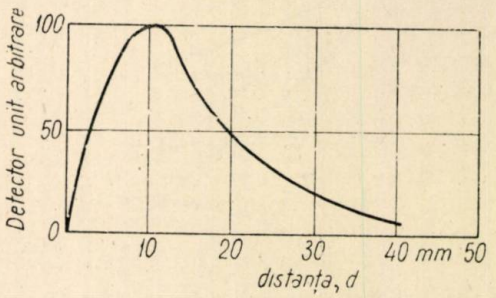


Fig. 17. Dependenţa fluxului retrodifuzat de distanţa sursă – material.

de corecţie deoarece se modifică numărul particulelor difuzate ce nimeresc în camera de ionizare.

În ceea ce priveşte I_{sat} o valoare foarte critică de care depinde este distanţa sursă-material (d). În fig. 17 este arătată o curbă experimentală ridicată pentru diferite distanţe d. Se constată existenţa unui platou, pe o

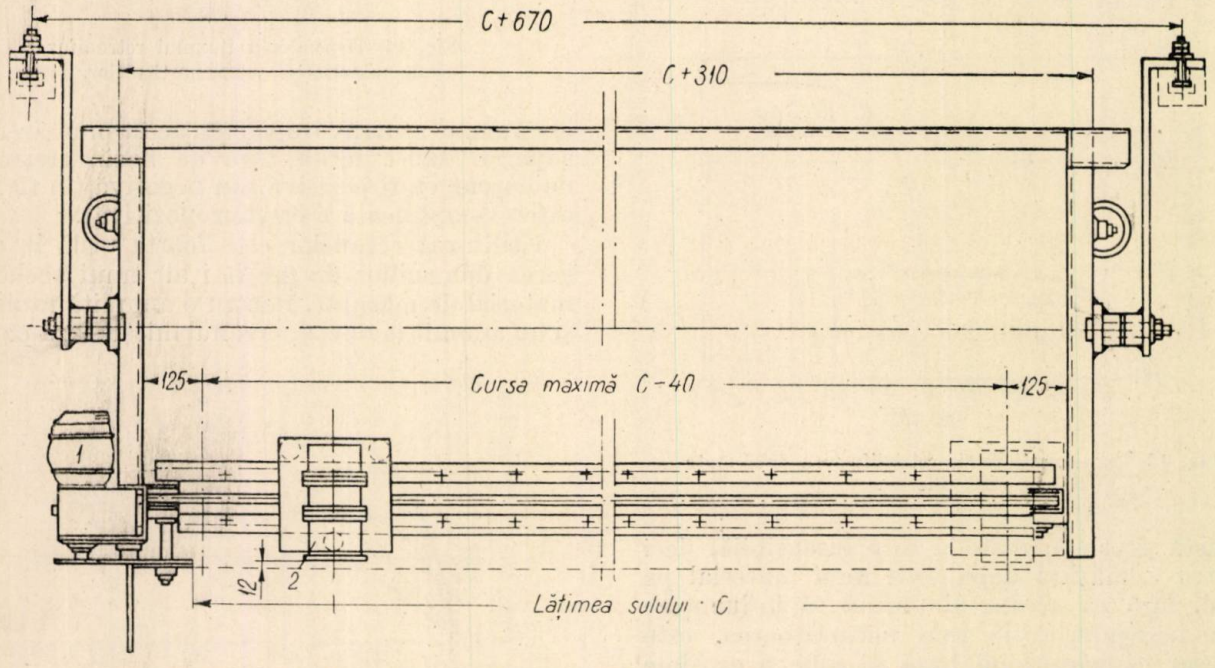


Fig. 18. Dispozitiv de explorare pe întreaga lăţime a benzii – cazul metodei retrodifuziei: *1* – motor de antrenare; *2* – tranductor conţinînd sursa şi traductorul (vezi fig. 16).

O relaţie empirică obţinută pentru curentul din camera de ionizare (reprezentarea analitică a curbelor din fig. 13) este:

$$I = I_{sat} \cdot (1 - e^{\tau\delta}) \qquad (26)$$

în care: I_{sat} este curentul obţinut pentru porţiune destul de îngustă de altfel, pentru distanţa $d = 10$ mm. Explicaţia formei acestei curbe este următoarea: în cazul $d = 0$ (sursa lipită de material) toate particulele emise sînt absorbite de montura sursei; depărtînd traductorul, numărul electronilor ce intră în cameră

creşte pînă cînd, din cauza distanţei mari, unghiul solid sub care sînt recepţionate particulele scade astfel că numai o cantitate mică de particule mari nimereşte în detector şi, deci, curentul de ionizare începe să scadă. Valoarea optimă a distanţei, 10—12 mm, e independentă de natura difuzorului şi aproape independentă de sursa radioactivă.

Şi în cazul metodei retrodifuziei este posibilă măsurarea materialului pe întreaga lăţime a benzii. Aceasta se face fie prin mai multe traductoare statice, fie printr-un traductor mobil. În acest ultim caz, condiţiile de rigiditate a sistemului pot fi mai uşor îndeplinite din cauza unui singur element în mişcare. Schiţa unei instalaţii de acest tip este arătată în fig. 18.

În ceea ce priveşte amplificatorul de măsură nu este nimic de adăugat faţă de cele expuse în prima parte a articolului. Şi în acest caz schemele optime sînt cele cu compensaţie.

Precizia de măsurare a grosimii prin retrodifuzie. Dacă notăm Δn eroarea medie pătratică totală efectuată la măsurarea valorii medii a fluxului, cauzată atît de erorile statistice cît şi de imperfecţiile aparaturii şi ale metodei şi cu N_1 şi N_2 valorile fluxurilor de particule reflectate de materialul de acoperire pentru două grosimi ale acestuia, eroarea medie pătratică la măsurarea grosimii are valoarea :

$$\Delta d = \frac{(\Delta n).d_{sat}}{N_1 - N_2} \qquad (27)$$

respectiv :

$$\frac{\Delta d}{d} = \frac{(\Delta n).d_{sat}}{d(N_1 - N_2)} \qquad (28)$$

unde d_{sat} este aşa numita „grosime infinită".

Grosimile corespunzătoare valorilor N_1 şi N_2 fiind foarte apropiate (pentru majoritatea aplicaţiilor practice), N_1 şi N_2 sînt de asemenea valori apropiate şi raportul lor, practic nu depinde de valoarea fluxului, ca atare componenta erorii depinzînd de natura statică a dezagregării este aproximativ constantă în domeniul de măsură considerat. O valoare mare a fluxului este însă indicată, deoarece micşorează eroarea totală. De asemenea, relaţia (28) arată că eroarea relativă în măsurarea grosimii scade cu grosimea de măsură şi creşte cu valoarea d_{sat} în consecinţă izotopul radioactiv folosit trebuie astfel ales încît grosimea infinită corespunzătoare să fie minimă posibil faţă de domeniul de măsură.

Din punct de vedere constructiv, montura traductorului trebuie să asigure funcţionarea aparatului pe platoul curbei din fig. 17, adică la o distanţă material-sursă de 8—13 mm. De asemenea, la instalaţiile cu traductorul mobil, unghiul traductorului cu materialul trebuie menţinut neschimbat pentru a nu varia partea de flux retrodifuzat recepţionat de detector ştiind că toate aceste deficienţe de ordin constructiv se reflectă la ieşire prin erori de grosime.

Aplicaţiile metodei. Metoda retrodifuziei e utilizată, cu mult succes, în industrii diferite ca : metalurgie, industria hîrtiei, industria materialelor electrotehnice, industria materialelor plastice etc. Marele avantaj al metodei este faptul că nu necesită accesibilitatea materialului de ambele părţi şi că din punct de vedere constructiv, traductorul se execută mai simplu.

Din curbele intensitate detector-grosime, rezultă atît influenţa ecranelor de frînare cît şi importanţa alegerii juste a sursei radioactive pentru acoperirea unei anumite game de măsură.

BIBLIOGRAFIE

[1] CLARKE, E., CARDIN, J. R., BARBOUR, W. E. : *Measuring the thickness of thin coating with radiation backscattering*. Electrical Engineering. (1951) 1, p. 35—37.

[2] HAMMETT, M. G., FINCH, H. W. : *Beta-particle and gamma-ray thickness gauges*. Electronic Eng. (1952)11 (suplimentul Electronic in industry).

[3] TROST, A. : *Messung von Dicken unter etwa 1 mm mit Betastrahlen*. Stahl u. Eisen 72(1952)16 (iulie)p. 941—943.

[4] KOLB, W. : *Messung von Dicken von 10 bis etwa 100 mm mit Gammastrahlen und Zählrohr*. Stahl u. Eisen 72 (1952) 16 (iulie) p. 954.

[5] TAYLOR, D. : *Nucleonics and industrial applications*. Electronic Eng. (1952) 11 (suplimentul Electronics in industry)

[6] CLAPP C. W., BERNSTEIN, S. : *Noncontacting beta-ray thickness gage*. General Electric Review 53 (1950) 3, p. 31—34.

[7] CROMPTON, C. E. : *Folosirea izotopilor radioactivi în industria textilă*. American Dyestuff Reporter (1953) 14, p. 535—539.

[8] BERTHOLD R. : *Schichtdicken Messungen mit Betastrahlen und Zählrohr*. Z. VDI 95 (1953) 7 (martie) p. 207—210.

[9] STEINBOK N. I. : *Osnovnie voprosî priminenia radioactivnîh izlucenii v izmeritelnoi tehniche*. Uzpehi fiziceschih nauk LIV (1954) 2. p. 231—284.

[10] BOGACIOV A. M., VERHOVSKI, B. I., MACAROV, A. N. : *Măsurarea grosimii şi densităţii cu izotopi radioactivi*. Sesia Acad. Nauc S.S.S.R. 1—5 iulie 1955.

[11] IORDAN, G. G., BRODSKI, V. B., Sotskov. B. S. : *Folosirea izotopilor radioactivi pentru controlul proceselor tehnologice*. Folosirea izotopilor în tehnică, biologie şi agricultură, Moscova (1955) p. 118—133.

[12] OEMICHEN, J. : *Măsurarea continuă şi fără contact a gramajului cu ajutorul aparatelor de măsurat cu raze beta*. Papier, Carton et Cellulose (1955) 4—5, p. 68—73.

[13] *Primenenie metoda mecenîh atomov v fizike i tehnike*. Moscova 1955, p. 350—371.

[14] *Utilizarea izotopilor radioactivi în tehnica textilă*. Faserforschung und Textiltechnik, 7 (1956) 10, p. 437—446.

[15] IORDAN, G. G. : *Utilizarea radiaţiilor izotopilor radioactivi pentru controlul proceselor tehnologice*. Priborostroenie (1956) 1, p. 4—13.

[16] *Utilizări industriale ale izotopilor radioactivi*. I.D.T. 1957 (Moscova 1955)

[17] SUMILOVSKI, N. N., MELTER, L. V. : *Lucrările Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. în domeniul creării de noi metode de control automat utilizînd radiaţiile nucleare*. Comunicare la a doua consfătuire asupra automatizărilor industriale. Bucureşti, mai, 1957.

[18] *Aplicaţiile paşnice ale energiei atomice*. Ed. Academia R.P.R. Bucureşti, 1957.

NOTE DE LABORATOR

Model de analizor cortical pentru semnalele auditive

CZ 621.391 : 612.825.55.001.57

Scopul prezentei note este de a descrie un model de analizor cortical pentru semnalele auditive. Se vor da mai întîi unele noţiuni fundamentale de fiziologie, după care se va descrie aparatul realizat.

Se ştie că atunci cînd un organ de simţ este excitat, dealungul fibrelor nervoase ce pleacă dela analizorul respectiv se propagă semnale electrice, sub forma unor unde de impulsuri modulate în frecvenţă. Frecvenţa de modulaţie a impulsurilor este proporţională cu intensitatea excitaţiei — evident în anume limite. În cazul semnalelor auditive, este necesară o dublă codare a impulsurilor, una corespunzătoare frecvenţei iar alta intensităţii semnalelor. Problema este rezolvată fiziologic astfel: impulsurile electrice sînt modulate corespunzător numai intensităţii semnalelor auditive, frecvenţa fiind redată spaţial. Conform concepţiilor moderne, sunetele se propagă pînă la canalul cochlear sub forma unor oscilaţii mecanice. Acestea pun în mişcare endolimfa, producînd nişte unde în canalul cochlear şi în canalul lui Corti. Aceste unde sînt analoge undelor care se formează într-un bazin în care se află puţin lichid. Frecvenţă oscilaţiilor determină punctele în care aceste unde hidraulice au un maxim de presiune. În modul acesta sînt excitate celulele senzitive din dreptul maximelor. Astfel se produce codarea frecvenţelor. Aşa după cum rezultă din faptele expuse mai sus, frecvenţele se codează spaţial, adică analiza armonică a sunetelor se face periferic, în urechea internă. Dela diversele celule senzoriale din canalul cochlear pleacă fibre nervoase; faptul că pe anume fibre există impulsuri electrice corespunde faptului că un sunet cu anume frecvenţă a excitat analizorul auditiv. Rămîne a coda impulsurile corespunzător intensităţii semnalelor. Aşa cum s-a arătat mai sus, aceasta se realizează graţie unei modulări în frecvenţă a impulsurilor.

Aceste semnale se propagă apoi spre cortex. În zona auditivă se excită o zonă aproximativ dreptunghiulară, ce poate fi considerată ca avînd un sistem de coordonate carteziene: abscisa corespunde frecvenţei semnalelor auditive, iar ordonata intensităţii acestora. Fiecare grup de fibre corespunzînd unui grup de celule — deci unei anume frecvenţe — corespunde unei anume abscise. Un sistem de demodulare face ca să se excite pe cortex în zona auditivă un număr mai mare sau mic de celule avînd aceeaşi ordonată, după frecvenţa impulsurilor.

Acestea sînt datele fiziologice actuale privind analiza corticală a semnalelor auditive. Să trecem acum la descrierea modelului electronic care reproduce aceste caracteristici funcţionale

Pentru a modela cît mai fidel acest proces de analiză, s-a realizat în primul rînd un sistem care generează impulsuri cu o frecvenţă corespunzătoare intensităţii stimulului aplicat. Acest stimul era un semnal electric, continuu, de o intensitate reglabilă. Sistemul respectiv corespunde celulelor senzitive, care transformă oscilaţiile mecanice în semnale electrice. Modelul respectiv s-a realizat cu ajutorul unui multivibrator cu negativare variabilă, stimulul participînd efectiv în negativare. În schema din fig. 1, multivibratorul este realizat cu ajutorul tuburilor T'_1 şi T''_1.

Multivibratorul produce semnale dreptunghiulare cu frecvenţa cuprinsă între 400 şi 2 200 Hz, frecvenţa fiind proporţională cu tensiunea de excitaţie.

De oarece dealungul fibrei nervoase se propagă impulsuri scurte (aşa numitele spike), un circuit de derivare $C_2 - R_2$ este dispus după multivibrator, transformînd semnalele dreptunghiulare în semnale ascuţite. Un detector catodic format cu tubul T_2 separă „fibra nervoasă" de analizorul propriu zis. Pe R_c se culege o tensiune continuă proporţională cu frecvenţa semnalelor aplicate.

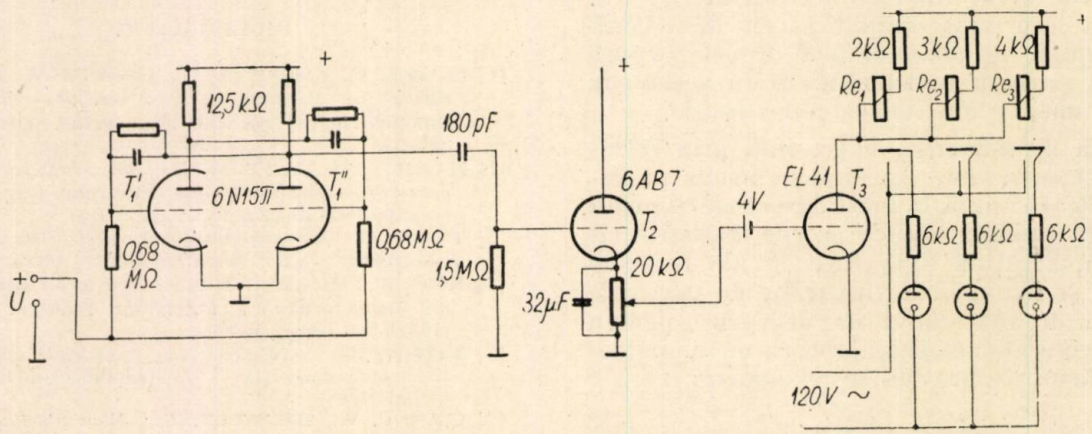


Fig. 1. Schema unui canal de analizor cortical al semnalelor auditive.

Analizorul propriu zis este realizat cu ajutorul tubului T_3, care are în circuitul anodic un număr de relee. Aceste relee sînt montate în serie cu rezistenţe de diverse valori, astfel încît sînt atrase la diverse tensiuni culese depe R_c, deci la diverse frecvenţe ale semnalului, De oarece în realitate zona incendiată depe cortex creşte odată cu frecvenţa semnalului audio, şi releele au fost dispuse astfel încît să se realizeze o acţionare a lor progresivă. Frecvenţele impulsurilor corespunzătoare acţionării releelor sînt: 400,1 000 şi 1 600 Hz.

Atunci cînd sînt acţionate, releele închid circuitele de alimentare ale unor tuburi cu neon, care se aprind astfel pe rînd, atunci cînd sînt depăşite anumite praguri ale semnalului dela intrare: cu cît nivelul acestui semnal este mai mare, cu atît se aprinde un număr mai mare de becuri.

S-a realizat astfel un model care urmăreşte îndeaproape funcţionarea analizorilor corticali pentru semnale audio.

Este clar că acest model nu are decît o analogie funcţională globală cu fenomenele care au loc în fiinţele vii, fără să aibă pretenţia că este altceva de cît un model electronic. El a fost studiat în vederea realizării unor modele mai complexe, conţinînd şi elemente asociative, care să realizeze reflexe, adică a unor corelatori [1].

Mulţumim şi pe această cale Dr. BĂLĂCEANU — STOLNICI pentru informaţiile date cu privire la fenomenele fiziologice modelate.

EDM. NICOLAU ŞI M. ROCERIC

BIBLIOGRAFIE

[1] NICOLAU, EDM. POPOVICI A, POPESCU G.: *Corelatori automaţi*, Automatica şi electronica, I, (1957) nr. 4, p. 154–158.

O demonstraţie simplă a expresiei potenţialului echivalent al unei triode cu cîmp electric uniform la catod şi anod

CZ. 621.385.3.01

Expresia potenţialului echivalent al unei triode se poate deduce printr-un studiu riguros al electrostaticii triodei. Astfel, printr-un asemenea studiu, în lucrarea [1] se deduce expresia potenţialului echivalent pentru o diodă plană sau cilindrică. Se găseşte pentru ambele cazuri aceeaşi expresie a potenţialului echivalent pe grilă

$$u_{ec} = \frac{u_g + Du_a + D'u_c}{1 + D + D'} \tag{1}$$

unde u_g este potenţialul grilei; u_a — potenţialul anodului; u_c — potenţialul catodului; D — factorul de pătrundere (al anodului prin grilă) D' — factorul de pătrundere invers (al catodului prin grilă).

Factorii D şi D' au expresii care depind de structura geometrică a tubului.

O demonstraţie generală a expresiei (1) se poate obţine pentru orice structură geometrică (plană, cilindrică etc.), pe baza lucrării lui MOLJES [2], care consideră o triodă de orice formă geometrică, la care însă suprafeţele catodului, grilei şi anodului sînt paralele, iar distanţele grilă-anod şi grilă catod sînt suficient de mari pentru ca cîmpul electric la catod şi anod să fie constant. Acesta este cazul majorităţii tuburilor care lucrează în gama frecvenţelor obişnuite (0—300 MHz). Pentru tuburile de frecvenţe foarte înalte, distanţele între electrozi sînt mult reduse, încît cîmpul electric nu mai este uniform la catod. În tub apare efectul „insular [3] şi formula (1) nu mai este aplicabilă.

În afară de demonstraţiile laborioase dar riguroase menţionate mai sus, în manualele de tuburi electronice se prezintă uneori demonstraţii mai simple. Astfel, în lucrările [4] [5] [6] se demonstrează expresia $u_{ec} = u_g + Du_a$ (potenţialul catodului fiind socotit egal cu zero), care poate fi acceptată dacă $D + D' \ll 1$, ceea ce nu este întotdeauna cazul. În lucrarea [7] se demonstrează expresia $u_{ec} = \frac{u_g + Du_a}{1 + D}$, făcîndu-se o presupunere care nu poate fi justificată riguros. În fine, în lucrările [8] şi [9] se demonstrează expresia (1), însă în anumite cazuri particulare. În lucrarea [9] se consideră cazul unei triode plane, iar în [8], pe lîngă faptul că se consideră cazul plan, se mai presupune că grila ar avea (în scopul demonstraţiei) potenţialul locului ocupat de ea în absenţa ei.

În nota de faţă se prezintă o demonstraţie simplă care are la bază două presupuneri.

a) Cîmpul electric la catod şi la anod este uniform.

b) Placa diodei echivalente, aşezată în locul grilei triodei, satisface atît cîmpul de la catod, cît şi cîmpul de la anod.

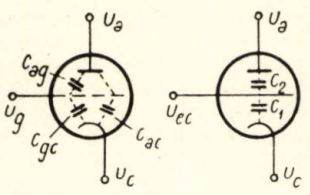


Fig. 1. Reprezentarea triodei cu cîmp electric uniform la anod şi catod şi dioda echivalentă

Cîmpul la catod fiind acelaşi atît pentru dioda echivalentă, cît şi petru triodă, urmează că şi sarcina electrică a catodului va fi aceeaşi. Deci, (cu notaţiile din fig. 1):

$$C_1 (u_c - u_{ec}) = C_{gc} (u_c - u_g) + C_{ac} (u_c - u_a) \tag{1}$$

de unde

$$u_{ec} = \frac{C_{gc} u_g + C_{ac} u_a + [C_{ac} + C_{gc} - C_1] u_c}{C_1} \tag{2}$$

Evident că

$$C_1 > C_{gc}$$

aşa încît se poate scrie

$$C_1 = C_{gc} (1 + K_1) \tag{3}$$

Ţinînd cont de (3), expresia (2) devine:

$$u_{ec} = \frac{u_g + Du_a + \left[\frac{C_a^2}{C_{gc}} - K_1\right] u_g}{1 + k_1)} \tag{4}$$

unde prin D s-a notat

$$\boxed{D = \frac{C_{ac}}{C_{gc}}} \tag{5}$$

relaţia cunoscută care leagă factorul de pătrundere D, de capacităţile dintre electrozi. Dacă se notează

$$D' = \frac{C_{ac}}{C_{gc}} - K_1 = D - K_1 \tag{6}$$

rezultă

$$K_1 = D + D' \tag{7}$$

$$\boxed{u_{ec} = \frac{u_g + Du_a + D'u_c}{1 + D + D'}} \tag{8}$$

adică s-a obţinut expresia (1) fără însă a avea precizată valoarea lui D'. Pentru aceasta, raţionînd la fel ca mai înainte se vor egala sarcinile de pe anodele triodei şi diodei echivalente, deoarece cîmpurile electrice sînt aceleaşi. Deci,

$$C_2 (u_a - u_{ec}) = C_{ac} (u_a - u_c) + C_{g1} (u_a - u_g) \tag{9}$$

şi în acest caz se poate scrie:

$$C_2 = (1 + K_2) \tag{10}$$

Înlocuind în (9) pe C_2 cu valoarea dată de relaţia (10) şi pe u_{ec} cu expresia (8), se obţine o identitate care trebuie satisfăcută pentru orice valoare a lui u_a, u_g şi u_c. Egalînd coeficienţii lui u_a, u_g şi u_c, din cei doi membri ai identităţii, se constată uşor că

$$K_2 = D + D' = K_1 \tag{11}$$

şi că

$$\boxed{D' = \frac{C_{ac}}{C_{ga}}} \tag{12}$$

S-a obţinut astfel şi valoarea lui D'. Demonstraţia de mai sus este valabilă pentru orice geometrie şi orice valori ale potenţialelor pe electrozi, singurele restricţii fiind arătate la începutul acestui paragraf. Aceste condiţii sînt mult mai largi în comparaţie cu restricţiile utilizate în lucrările [4] — [9].

M. DRĂGĂNESCU

BIBLIOGRAFIE

[1] ROTHE H., KLEEN W.: *Grundlagen und Kennlinien von Elektronenröhren* Akad. Verlag, Leipzig, 1953

[2] MOLJES B. IA.: *Elektrostaticeskie usrednenie gracinie usloviia dlia metalliceskih setok* Jurnal tehniceskoi fiziki 25 (1955) nr. 1, 167—176.

[3] KATMAN I. A.: *Osnovi rasceta radiolamp* Gosenergoizdat, Moscova, 1952

[4] SPANGENBERG K. R.: *Vacuum tubes* (*Elektronie lampi*, Sovetskoe Radio, Moscova, 1953)

5] TĂNĂSESCU T.,: *Manual de tuburi şi circuite electronice*, vol. I, Editura Academiei R.P.R., Bucureşti, 1955.

[6] BEECK A. H. W.,: *Thermionic valves* (*Elektronie lampi*) Sovetskoe Radio Moscova 1958)

[7] VLASOV A.,: *Tuburi electronice* (traducere din limba rusă), vol. I, Editura energetică de Stat, Bucureşti, 1953.

[8] DUGHIN A. I. *Electronie i electronno-ionnie pribori*, Izdanie VVIA, Moscova, 1949.

[9] SAPOSNIVOC,: A. A.: *Electronnie i ionie pribori*, *Gosenergoizdat*, Moscova, 1952.

Dioda ca generator termoelectronic

CZ 621.385.2 :621.363

Fiecare dintre cele trei regiuni ale caracteristicii unei diode, regiunea iniţială exponenţială, regiunea curentului limitat de sarcină spaţială (unde se aplică legea 3/2) şi regiunea de saturaţie, îşi găseşte aplicarea în practică. Unele exemple de utilizare ale regiunii iniţiale şi ale regiunii de saturaţie se găsesc în lucrarea [1]. Ceea ce este însă deosebit de interesant pentru regiunea iniţială este faptul că în această regiune rezistenţa de curent continuu a diodei este negativă. Într-adevăr, pentru punctul A de funcţionare (fig. 1) rezistenţa în curent continuu pe care o prezintă dioda este

$$R_{c.c.} = \operatorname{tg} \alpha > 0,$$

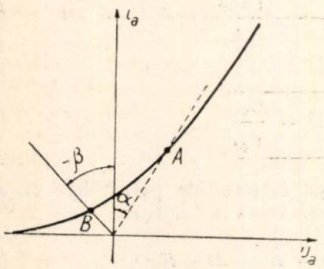


Fig. 1. Caracteristica diodei în regiunea iniţială

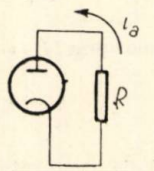


Fig. 2. Circuit simplu în care dioda este o sursă de energie de curent continuu, în regiunea iniţială

în timp ce pentru punctul B de funcţionare, care se găseşte plasat în regiunea iniţială a caracteristicii diodei, rezistenţa de curent continuu este negativă :

$$(R_{c.c.})_B = \operatorname{tg} (-\beta) < 0$$

Aceasta revine la a spune că dioda în regiunea iniţială exponenţială este o sursă de energie de curent continuu. Într-un circuit simplu ca cel din fig. 2, dioda debitează un curent i_a, deci o putere Ri_a^2. Curentul prin circuit se calculează grafic ducînd dreapta de sarcină care în acest caz trece prin origine (fig. 3). Pentru punctul de funcţionare M, rezistenţa negativă a diodei coincide în valoare absolută cu rezistenţa din circuitul diodei. Energia furnizată de rezistenţa negativă este consumată de rezistenţa pozitivă.

Dacă dioda în regiunea iniţială este o sursă de energie de curent continuu, aceasta nu poate proveni decît din energia necesară încălzirii filamentului. Într-adevăr, electronii emişi de catod posedă viteze termice iniţiale. Legea de distribuţie a electronilor cu viteza iniţială este o lege maxwelliană. Dacă se scrie această lege în funcţie de energia iniţială, $W_i = \frac{1}{2} m v_i^2$ şi se calculează energia medie a electronilor emişi, se găseşte [2] :

$$W_i = 2kT$$

unde T este temperatura catodului în grade Kelvin. Cum însă

$k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ Joule/grad $= 8{,}63 \times 10^{-5}$ electronvolt/grad

rezultă pentru o temperatură de 2300°K (cazul catodului de tungsten) o energie medie $W_i \cong 0{,}4$ eV. Aceasta este energia pe care electronii emişi de catod pot să o furnizeze circuitului exterior diodei. Ei cedează această energie în cîmpul de frînare care se formează între anod şi catod. Pentru a putea fi emis, fiecare electron primeşte energia $e\varphi + W_i$, unde φ reprezintă funcţia de lucru a catodului. În cazul tungstenului, $\varphi = 4{,}54$ V, încît din energia totală comunicată unui electron, egală cu 4,94 eV, numai 0,4 eV este utilizabilă în circuitul exterior. Acestei situaţii îi corespunde un randament egal cu $0{,}4\ 4{,}94 \times 100 = 8{,}1\%$. De fapt, randamentul total va fi mai mic, deoarece vor exista pierderi de căldură la catod prin radiaţie şi convecţie. Totuşi, se poate reduce funcţia de lucru a catodului, ceea ce poate duce la o creştere importantă a randamentului. Într-o lucrare recentă [3] se arată cum pe calea impregnării tungstenului cu acizi de bariu, calciu şi aluminiu, s-a redus funcţia de lucru la 1,7 eV, obţinîndu-se un randament global (ţinînd cont şi de pierderile termice prin radiaţie şi convecţie) de 13%. Autorii lucrării au construit o diodă plană (fig. 4), cu distanţă de 0,001 cm între electrozi. Este cunoscut faptul că vitezele iniţiale ale electronilor joacă un rol cu atît mai mare, cu cît distanţa dintre catod şi anod este mai mică [4]. Dioda generatoare din fig. 4 lucrează cu o tensiune anodică de $-0{,}5$ V, obţinîndu-se o densitate de curent de 3 A/cm^2.

În felul acesta, dioda poate fi utilizată ca generator termoelectric, debitînd un curent foarte mare sub o tensiune mică. Încălzind cu un combustibil oarecare o suprafaţă emisivă de 1 m^2, s-ar obţine în condiţiile de mai sus, un curent de 30 000 A sub 0,5 V, adică o putere de 15 kW cu un randament global de 10—13%.

Dispozitivul acesta are avantajul că transformă direct energia termică în energie electrică, fără a mai necesita părţi mecanice în mişcare.

Din punctul de vedere al funcţionării, generatorul diodă seamănă cu o maşină cu abur, în acest caz electronii fiind „vaporizaţi" la catodul de temperatură ridicată T_c şi „condensaţi" la gradul de temperatură $T_a > T_c$. Pentru a obţine însă energie electrică de la o maşină cu abur, trebuie să se recurgă la un generator electric. Cum randamentul unei maşini cu abur este [5] de 4—20%, iar al unui generator de curent continuu [5], este de 67—80%, rezultă un randament total de 3—16%, deci un randament de 16%. Dioda generatoare este însă de o construcţie extrem de simplă şi s-a atins cu ea randamentul de 13% [3]. De fapt, şi dioda generatoare prezintă un dezavantaj important şi anume la curenţii mari debitaţi, pierderile în conductele de legătură pot fi mari. Pentru a putea transporta energia furnizată de dioda generatoare, trebuie introdus un convertizor care să ridice mult tensiunea. Aceasta ar necesita un grup motor electric-generator, care ar putea avea de exemplu, un randament global de 75%, ceea ce face ca randamentul întregului sistem

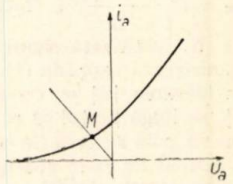


Fig. 3. Construcţia dreptei de sarcină pentru circuitul din fig. 2

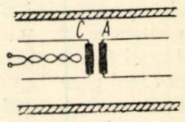


Fig. 2. Diodă plană.

să fie în jurul lui 10%. Randamentul acesta este comparabil cu al sistemului motor cu abur-generator electric, însă este mult mai mic decît randamentul sistemului turbină cu abur — generator electric, care poate ajunge [5] la 24%. Rămîne de văzut în ce măsură se vor putea îmbunătăţi performanţele generatorului termoelectronic şi dacă nu cumva este convenabilă, pentru instalaţii locale, montarea unor „cuptoare termoelectronice" cuplate cu convertizoare electrice, care pentru o suprafaţă emisivă de 1 m^2 ar putea da o putere de 10—15 kW.

M. DRĂGĂNESCU

BIBLIOGRAFIE

[1] STEPANENKO, I. P. : *Spetialnoe ispolzovanie electronîh lamp v avtomatike i priborostroienie.* Uspehi electrovacuumnoi tehniki, Moscova, 1956, p. 203—207.

[2] DOBBRETOV, L. N: *Emisiunea electronică şi ionică* (traducere din limba rusă). Editura Energetică de Stat, Bucureşti, 1952, p. 57.

[3] HATSOPOULOS, G. N., KAYE. J. : *Analysis and experimental results of a diode configuration of a novel thermoelectron engine.* Proc. Inst. Radio Engng. 46 (1958) sept. 1574—1579

[4] TAREV, B. M. : *Rascet i konstruirovanie electronîh lamp.* Gosenergoizdat, Moscova, 1952 p. 18—40

[5] SULG P. A. : *Energetika radiotransliationîh uzlov.* Sviazizdat, 1950, p. 47, 72, 142.

CRONICA

Un triumf al şcolii sovietice de fizică

Academia Regală de Ştiinţe din Suedia a hotărît să acorde premiul Nobel pentru fizică pe anul 1958, savanţilor sovietici PAVEL ALEXEIEVICI CERENKOV, IGOR EVGHENIEVICI TAMM şi ILIA MIHAILOVICI FRANK, **pentru ,,descoperirea şi explicarea teoretică a efectului Cerenkov".**

Efectul Cerenkov şi fenomenele legate de acest efect sînt cunoscute încă din anul 1934 şi au devenit capitole clasice ale oricărui curs de electrodinamică. Descoperirea efectului se datoreşte studiilor efectuate de P. A. CERENKOV **în legătură cu luminiscenţa lichidelor puse sub acţiunea radiaţiilor γ emise de radiu şi a fost făcută după indicaţiile marelui savant sovietic** S. I. VAVILOV. **În decursul cercetării, s-au stabilit o serie de particularităţi neobişnuite pentru luminiscenţă, care l-au determinat pe** S. I. VAVILOV **să considere că are în prezenţă un fenomen nou produs de mişcarea electronilor sub acţiunea razelor γ. Caracteristicile principale ale noului fenomen au fost puse în evidenţă experimental de către** P. A. CERENKOV **şi sînt publicate în formă completă în teza sa de doctorat, cum şi în cartea lui** S. I. VAVILOV ; **Microstructura luminii, tradusă în limba romînă şi editată în 1953 de Editura Academiei R. P. R.**

Teoria efectului Cerenkov a fost elaborată de către fizicienii I. E. TAMM **şi** I. M. FRANK **în 1937. Ei au arătat că fenomenul se datoreşte radiaţiei electromagnetice produse de electroni în mişcare rectilinie uniformă, într-un mediu cu indice de refracţie n mare, în care viteza de fază a undelor electromagnetice este sensibil mai mică decît viteza lor în vid.**

Dacă în asemenea medii electronii sînt accelerați pînă la viteze mai mari decît $\frac{c}{n}$, cîmpul electromagnetic produs de aceşti electroni nu mai poate urmări electronii şi se desprinde de aceştia sub forma unui con circular de unde electromagnetice.

Fenomenul este analog cu cel al undelor acustice produse de un proiectil în mişcare supersonică, care sînt situate într-un con circular de deschidere $2\theta = 2 \text{ arc sin } \frac{v_s}{v_p}$, unde v_s este viteza sunetului în mediu respectiv, iar v_p este viteza proiectilului.

După cum se ştie din teoria relativităţii, particulele materiale cu masă de repaos diferită de zero nu pot atinge viteze mai mari decît viteza de propagare a undelor electromagnetice (a luminii) în vid, c. Dar în medii materiale , în care viteza de fază a undelor electromagnetice este mai mică decît viteza luminii în vid, este posibil să se obţină experimental particule încărcate care să se mişte cu viteze mai mari decît această viteză de fază.

I. E. TAMM şi I. M. FRANK au arătat că radiaţia electromagnetică este situată într-un con circular a cărui axă coincide cu direcţia de mişcare a electronului şi are deschiderea

$$2\theta = \text{arc sin } \frac{c}{nv}$$

unde c este viteza luminii în vid, n este indicele de refracţie şi v este viteza electronului. Se mai constată că radiaţia este polarizată şi se propagă perpendicular pe suprafeţele conului ce înfăşoară cîmpul din spatele electronului. Deoarece electronii care dau efect Cerenkov se mişcă cu viteze mai mari decît viteza luminii în mediile considerate, ei se mai numesc şi electroni ,,supraluminoşi".

Prin generalizare, rezultă că efectul Cerenkov se poate produce şi în cazul particulelor fără sarcină electrică dar avînd moment magnetic. Cum se constată că radiaţia emisă prin efect Cerenkov intră şi în spectrul vizibil, rezultă că acest efect poate deveni o metodă importantă de detectare a particulelor şi chiar mai mult, o metodă foarte precisă de măsurare a vitezei particulelor, deoarece atît viteza luminii în vid, cît şi indicele de refracţie se cunosc cu foarte mare precizie.

Efectul Cerenkov a fost efectiv folosit pentru înregistrarea direcţiei de mişcare şi determinarea vitezei particulelor. Pe baza acestui s-au construit contoarele de particule de tip Cerenkov. Folosirea lor a devenit şi mai actuală o dată cu apariţia acceleratoarelor puternice, capabile să producă particule ,,supraluminoase". Astfel, aceste contoare au servit efectiv la descoperirea în 1955 a antiprotonului şi au fost folosite şi pe sateliţi artificiali ai pămîntului pentru studiul radiaţiei cosmice.

Marele fizician italian E. FERMI, **presupunînd că indicele de refracţie e complex (ceea ce revine a considera permitivitatea dielectrică ε complexă, fapt care se obişnuieşte curent în electrodinamică) a folosit teoria efectului Cerenkov pentru calculul pierderilor totale de energie a electronilor în mişcare prin medii materiale, obţinînd rezultate remarcabile.**

Posibilităţile de folosire a efectului Cerenkov nu sînt încă epuizate. Teoria acestuia a fost pusă în acord cu cerinţele mecanicii cuantice, verificată experimental cu foarte mare precizie şi unanim recunoscută de toată lumea ştiinţifică.

Remarcăm că acest efect nu e caracteristic numai electrodinamicii, ci intervine şi în tratarea fenomenologică a mezodinamicii, unde apare posibilitatea unor nucleoni supraluminoşi.

Descoperirea şi interpretarea teoretică a efectului Cerenkov în Institutul de Fizică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S. a fost posibilă datorită colaborării strînse dintre cele două şcoli de fizică, una condusă de S. I. VAVILOV **şi cealaltă de** L. I. MANDELSTAM.

Acordarea premiului Nobel vine să încununeze munca minunată a acestor savanţi şi încercăm o părere de rău pentru S. I. VAVILOV, **dispărut prea devreme pentru a primi această recunoaştere.**

Evenimentul pune în adevărata lumină întreaga şcoală de fizică sovietică şi se va bucura de aprobare unanimă.

Inginerii din ţara noastră se alătură cu entuziasm la manifestările de simpatie de care sînt înconjuraţi azi aceşti savanţi, cu atît mai mult cu cît prin natura preocupărilor lor, sînt mai apropiaţi şi înţeleg mai bine uriaşa lor contribuţie ştiinţifică.

REFERATE

CZ 621.315.2

Circuitul de intrare al amplificatoarelor electronice în autocompensatoare.

[După D. E. POLONIKOV: Avtomatika i Telemehanika, 18(1957)10, p. 911—917].

Calculul elementelor constitutive ale amplificatoarelor care intră în lanțul unui autocompensator se face, în general, după regulile obișnuite de calcul ale amplificatoarelor. Deoarece însă diversele surse de zgomot care pot apare la intrarea unui astfel de amplificator pot dăuna funcționării întregului sistem automat, trebuie acordată o atenție deosebită circuitului de intrare și, deci, asigurată o proiectare judiciosă a acestuia.

Ocupîndu-se în special de amplificatoarele de 50 Hz, autorul analizează sursele posibile de semnale parazite și în special încălzirea filamentelor tuburilor în curent alternativ. Se dă o formulă pentru aprecierea semnalelor parazite date de tensiunea alternativă de filament:

$$U_p = \alpha\, U_f + Z_g\, \omega_f\, C_{gc}\, U_f$$

în care U_p este tensiunea parazită maximă echivalentă pe grila de intrare; U_f — tensiunea de încălzire a filamentului; α — o constantă specifică tubului considerat; Z_g —modulul impedanței de grilă; ω_f — pulsația tensiunii de încălzire; C_{gc}— capacitatea între filament și grilă.

De asemenea se deduc formule cu ajutorul cărora se poate calcula raportul de transformare optim al transformatorului de intrare asigurîndu-se sensibilitatea maximă și coeficientul de transfer maxim. În legătură cu ecranarea înfășurărilor acestui transformator sînt date recomandări utile în practică. *E.Ț.*

CZ 550.835: 621.314. 7

Sondă de carotaj cu tranzistori. [După F. E. ARMSTRONG: Nucleonics 15 (1957) 10, p. 100—106].

Noile metode de foraj cu tuburi subțiri au făcut necesară construirea unor sonde de carotaj de un diametru relativ mic care trebuie să asigure totuși siguranță în funcționare

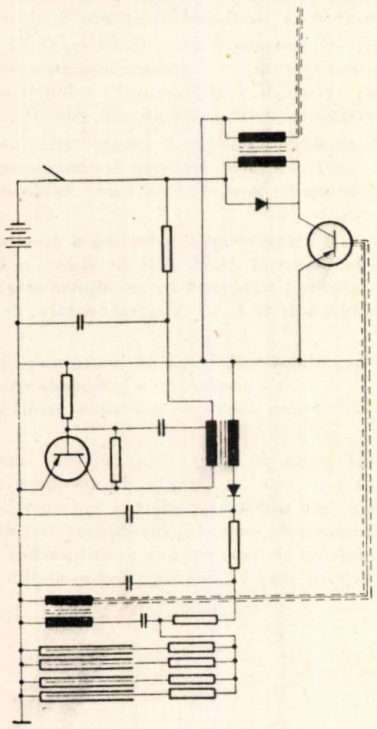


Fig. 1 Schema de principiu a unei sonde

și precizia necesare carotajului radioactiv. Acest lucru a putut fi realizat prin introducerea în montaje a pieselor de gabarit mic și a tranzistorilor.

În fig. 1 este arătată schema de principiu a unei astfel de sonde. Sînt folosite cinci contoare Geiger-Müller cu halogeni, lucrînd la o tensiune de circa 650 V și avînd 200 mm lungime și numai 8 mm diametru. Ele sînt alimentate de la o sursă de înaltă tensiune care utilizează un tranzistor într-un montaj oscilator autoblocat o diodă redresoare de înaltă tensiune cu seleniu și un filtru RC. Un alt tranzistor este folosit într-un circuit de formare a impulsurilor negative date de contoare. Adaptările de impedanțe sînt realizate cu ajutorul transformatoarelor subminiatură.

Alimentarea generală se face de la trei baterii cu mercur asigurînd o tensiune de 22,5 V și un curent de 1,1 mA. Capacitatea bateriilor asigură funcționarea neîntreruptă timp de 250 ore.

Pulsurile primite la suprafață au o amplitudine de 0,1 V, o durată de 30 μs și au frontul sub 3 μs.

Întregul montaj este acoperit cu un tub de oțel de 25 mm diametru iar trecerea cablului se face printr-o garnitură care asigură o etanșare perfectă.

Sonda realizată a trecut cu succes probele de șoc, temperatură, umiditate și presiune și poate fi utilizată în carotaje pînă la o adîncime de 1 000 m. *E.Ț.*

CZ 681.142: 338.07

Centralizarea datelor are ca rezultat un randament mai bun în industrie. [După J. H. WHITAKER, Automation Progress, 2 (1957) 7 p. 316—319 și nr. 8 p. 368—371].

Procesele tehnologice moderne complexe necesită strîngerea și analizarea unui număr mare de informații asupra evoluției lor. Panourile de control cu numeroase aparate de măsurat sau înregistratoare, au devenit foarte voluminoase, scumpe și greu de supraveghiat.

Centralizarea datelor înseamnă o prezentare sub formă digitală a unui număr mare de măsurători efectuate asupra diverșilor parametrii ce influențează procesul respectiv; explorarea se face periodic și la cerere. Datele obținute sînt prelucrate, obținîndu-se medii, sume, randamente, etc. Toate datele apar tipărite pe coloane, împreună cu momentul în care ele au fost măsurate; mărimile ce ies în afara unor limite prestabilite sînt tipărite cu cerneală roșie; ele mai apar și pe coloane speciale și declanșează semnale de alarmă. Datele trebuie să ajungă la dispoziția omului într-un timp cît mai scurt; unele instalații efectuează 50 de măsurători în 60 secunde, numărul parametrilor măsurați de ele fiind de maximum 200 (deci fiecare parametru e măsurat la un interval de 4 minute).

Principiul de lucru este următorul: mărimea electrică de intrare este selectată de un releu de intrare și introdusă printr-un programator într-un convertor, care o transformă în mărime digitală. Ultima este trecută printr-un element care-i stabilește ordinul de mărime, apoi, pentru scurt timp, într-o memorie, care declanșează un semnal; acesta, prin intermediul programatorului, comandă comutarea selectorului de intrare pe o altă mărime. În același timp, mărimea este tipărită pe locul potrivit al foii de hîrtie, fiind de asemenea comparată cu tensiuni dinainte reglate, pentru a stabili dacă a ieșit sau nu din limitele prescrise.

Conversiunea mărimii electrice în valoare digitală se poate efectua în mai multe moduri. Un tip de convertor cuprinde o punte cu echilibrare automată și un comutator cu disc, pe care se află o serie de contacte de diferite forme. Discul este explorat de perii, dela care pleacă 12 conductori către o unitate de decodare. Discul este cuplat pe un ax cu un servomotor, comandat de un amplificator. Cînd puntea ajunge la echilibru, se trece un curent de scurtă durată prin perii, care comandă, prin decodator, imprimarea valorii respective.

Un alt sistem este bazat pe conectarea și deconectarea unor rezistențe decadice, de către un selector pas-cu-pas; se fac trei explorări succesive, cîte una pentru fiecare cifră semnificativă, reducîndu-se astfel numărul de rezistențe necesare de la 999 la 30. Carul mașinii de scris este deplasat pînă în poziția corectă de către un servomotor; în momentul cînd litera atinge foaia, se închide un circuit de reacție, confirmîndu-se astfel execuția corectă a comenzii.

Se tratează apoi aplicațiile instalației; în industrii parțial sau complet automatizate, în centrale electrice sau nucleare, în tunele aerodinamice și la memorizarea și sistematizare datelor ce caracterizează evoluția unor fenomene, date indispensabile pentru o încadrare matematică a lor. *C.N.*

CZ 621.317.755

VIŞENCIUK I. M., SOGOLOVSKII E. P., şi SVETKII B. I: **Osciloscraful catodic şi utilizarea sa în tehnica măsurărilor.** Biblioteca fizico-matematică a inginerului, Editura de stat pentru literatură tehnico-teoretică Moscova, 1957, 220 p.

Tehnica măsurilor electronice cunoaşte o dezvoltare din ce în ce mai mare. Printre instrumentele cele mai utilizate în aceste măsurări se numără fără îndoială şi osciloscraful catodic. Lucrarea de faţă îşi propune să prezinte atît principiul de funcţionare şi construcţia osciloscrafelor de joasă tensiune, cît şi particularităţile utilizării lor în măsurările electronice. Lucrarea are un caracter tehnic pronunţat, insistîndu-se mai mult asupra fenomenelor fizice şi nu asupra încadrării lor matematice, care totuşi este prezentă în unele capitole.

Cartea de care ne ocupăm are şase capitole: tubul catodic, baze de timp, amplificatori, aparatura auxiliară a osciloscrafelor catodice, utilizările osciloscrafelor catodice. Să analizăm pe rînd aceste capitole.

În primul capitol se prezintă pe scurt principalele fenomene care au loc în tubul catodic. Se evită problemele de optică electronică dîndu-se numai unele informaţii calitative asupra mişcării electronilor în tunul electronic. Se insistă asupra problemelor de focalizare a electronilor în osciloscrafe. Se tratează numai osciloscrafele electrostatice.

Problema bazelor de timp formează obiectul celui de al doilea capitol. Acest capitol este mai interesant, de oarece în afara bazelor de timp clasice, cu tiratron, se descriu şi baze de timp mai speciale, cu tuburi cu vid, dîndu-se o indicaţie cantitativă asupra evoluţiei în timp a fenomenelor — deci dîndu-se o metodică a proiectării. Se prezintă de asemeni problema sincronizării bazelor de timp.

Capitolul trei se ocupă cu amplificatoarele utilizate la osciloscrafe. De oarece osciloscrafele lucrează adesea cu impulsuri, este firesc a impune condiţii mai severe amplificatoarelor de osciloscraf, în ceea ce priveşte banda transmisă. Se analizează atît scheme simple de amplificatoare, cît şi scheme cu reţele corectoare. Se studiază influenţa reacţiei negative asupra performanţelor amplificatoarelor de bandă largă. Se prezintă de asemeni cîteva scheme de amplificatoare de curent continuu, ce se utilizează la osciloscrafe. Evident, este vorba de amplificatoare simetrice.

Se trece apoi la capitolul dedicat aparaturii anexe a osciloscrafelor catodice. În acest capitol se studiază în primul rînd stabilizatoarele de tensiune. Se insistă asupra stabilizatoarelor electronice cu tub serie, dîndu-se şi un exemplu de proiectare. Se trece apoi la problema calibrorilor şi la aceea a comutatorului electronic. Capitolul se termină cu un paragraf interesant asupra fotografierii ecranului osciloscrafului.

Cu aceasta se termină prima parte a lucrării, în care se descriu osciloscrafele, trecîndu-se la partea a doua, în care se dau aplicaţiile osciloscrafelor. Se dau în primul rînd metode de măsurare a tensiunilor impedanţelor şi puterilor, frecvenţelor şi fazelor. Se arată cum poate fi utilizat osciloscraful pentru ridicarea caracteristicilor tuburilor electronice şi a elementelor cu semiconductoare. Aci se remarcă o schemă în care se face un marcaj al caracteristicilor, cu ajutorul unor scheme simple. Un paragraf este rezervat studierii cu vobulatorul al amplificatoarelor, alt paragraf măsurării gradului de modulaţie şi a indicelui de modulaţie. Aci se găseşte printre altele metoda lui Sosunov de măsurare a indicelui de modulaţie. Urmează descrierea unor metode simple pentru studierea impulsurilor, a ridicării ciclurilor de histereză etc. Capitolul se încheie cu descrierea metodelor prin care se pot obţine pe ecranul osciloscrafului reprezentări tridimensionale.

Lucrarea este însoţită de mai multe anexe: proiectarea unui osciloscraf, date tehnice asupra cîtorva osciloscrafe sovietice şi asupra unor tuburi electronice sovietice.

Scrisă clar şi cu un puternic caracter tehnic, lucrarea este foarte utilă atît pentru cei care învaţă tehnica măsurărilor electronice, cît şi pentru toţi acei care lucrează în acest domeniu. Cum astăzi osciloscrafele sînt răspîndite nu numai în laboratoarele de electronică, ci în foarte numeroase domenii — electrotehnică, biologie, fizică etc. — lucrarea va fi utilă nu numai electroniştilor, ci tuturor acelora care lucrează cu osciloscraful catodic.

EDM. NICOLAU

CZ 621-52

ZÜHLSDORF, W.: **Bazele tehnicii comenzilor automate.** Verlag Technik Berlin, 1957.

Sistemele automate în circuit deschis folosind relee şi contactoare prezintă o deosebită importanţă în automatizările industriale. Totuşi, în ce priveşte dezvoltarea unei teorii unitare în elaborarea schemelor de automatizare în circuit deschis, se constată o rămînere în urmă în comparaţie cu sistemele în circuit închis. Autorul lucrării îşi propune de a umple acest gol din literatura de specialitate, sistematizînd modul de elaborare a schemelor de automatizare industrială.

În primul capitol se arată cum, pornind de la o schemă tehnologică dată, se obţine o schemă bloc a comenzilor automate.

În schema-bloc apar simbolic toate elementele funcţionale care condiţionează sau execută comenzile, trecîndu-se în aceasta şi valorile parametrului pentru care are loc intrarea în funcţiune a schemei.

În al doilea capitol se expune modul de elaborare şi importanţa diagramei în timp a diferitelor operaţii ce au loc succesiv sau concomitent într-o automatizare tehnologică complexă.

Pornind de la această diagramă se alcătuiesc pentru fiecare element executor, schemele-bloc ale comenzilor şi din acestea se pot deduce schemele desfăşurate în care condiţiile exprimate în schema-bloc sînt înlocuite prin contacte sau alte elemente corespunzătoare. În fine, se dau indicaţii pentru întocmirea schemelor de montaj.

Capitolele trei şi patru cuprind anumite date de bază necesare proiectării schemelor. Se studiază efectul punerilor la pămînt în sisteme trifazate şi de curent continuu în ceea ce priveşte posibilitatea comenzilor false pentru diferite poziţii ale bobinei contactorului în schemă.

Se dau indicaţii pentru alegerea corectă a elementelor schemei, a tensiunii auxiliare, cum şi a precauţiilor ce trebuie luate pentru controlul acesteia din urmă.

În capitolul al cincilea se expun noţiunile de bază pentru calculul algebric al schemelor după Gavrilov şi prin cîteva exemple se arată economia de contacte ce se poate realiza faţă de metodele intuitive.

În al şaselea capitol se descriu scheme într-unul şi mai mulţi timpi, scheme de inversiune şi se arată avantajele folosirii redresoarelor în scheme pentru economia de contacte.

În ultimul capitol se descriu părţi dintr-o instalaţie automatizată de alimentare a unor cuptoare verticale cu înălţime redusă, prin conteinere care circulă pe o monoşină comună în circuit închis.

Schema de automatizare asigură însumarea permanentă a conteinerelor care se găsesc pe monoşină şi care sînt destinate unui anumit cuptor, şi în funcţie de acest număr se hotărăşte atît destinaţia proximului conteiner ce urmează a fi expediat, cît şi umplerea acestuia cu componenţii necesari cuptorului respectiv.

Se descrie reglajul nivelului de material în cuptor care se face prin măsura periodică a acestuia cu ajutorul unor sonde dispuse în lungul cuptorului. În funcţie de rezultatul acestor măsurători, schema decide care dintre cele trei clopote ale cuptorului trebuie alimentat.

Elementele de memorie din schemele de mai sus sînt realizate cu selectoare.

Cu toate că se constată o anumită disproporţie în spaţiul acordat diferitelor capitole, lucrarea prezintă prin varietatea problemelor tratate, şi prin multiplele sugestii pe care le oferă un interes deosebit pentru toţi acei care sînt interesaţi în domeniul automatizărilor industriale.

M. SCHWARTZ

CZ 621.314.7:621-52

KONEV IU. I: **Transistori în instalaţiile de comandă automată,** Moscova, 1957, 160 p.

Cu fiecare an, transistorii capătă tot mai multă aplicare în diferitele domenii ale tehnicii, aceasta pentru faptul că oferă o serie de avantaje, şi anume: dimensiuni şi greutate

mică, o mare rigiditate la şocuri şi vibraţii mecanice, posibilitatea de a fi alimentaţi de la surse de tensiune mică cu un randament ridicat şi o mare durată în funcţionare. Un dezavantaj al transistorilor este acela al unei benzi mici de frecvenţă cum şi a nestabilităţii faţă de temperatură, dezavantaje care sînt pe cale de a fi eliminate.

În literatura de specialitate se pot găsi un număr mare de lucrări care se ocupă de utilizarea transistorilor în amplificatoare de joasă şi înaltă frecvenţă, în maşinile electronice de calculat ca oscilatoare, în circuite de impulsuri etc.

Utilizarea transistorului în instalaţiile de control automat împreună cu amplificatoarele magnetice, cu relee electromagnetice, cu electromotoare etc. este puţin studiată.

Este evident că înlocuirea tuburilor electronice prin transistori în instalaţiile de reglaj automat prezintă o soluţie avantajoasă atît din punct de vedere economic cît şi din cel al gabaritului şi al greutăţii.

În lucrarea sa KONEV dă răspunsul la o serie de probleme care se pun în legătură cu utilizarea transistorilor în instalaţiile de comandă şi control.

În cele cinci capitole ale lucrării se tratează principiul şi caracteristicile utilizării transistorilor cu joncţiuni în amplificatoare din sistemele automate de comandă şi control.

În capitolul întîi se tratează principalele proprietăţi ale transistorilor cu joncţiuni. După prezentarea transistorului la semnale mici, autorul trece apoi la analizarea transistorului lucrînd la semnale mari, cazul întîlnit în instalaţiile de comandă automată, stabilind atît circuitul echivalent cît şi mărimile caracteristice ale unui etaj de amplificare cu transistori lucrînd la semnale mari.

Problema preamplificatoarelor utilizate în reglajul automat cum şi unele probleme legate de aceste amplificatoare ca: importanţa reacţiei negative, stabilitatea punctului de funcţionare cum şi preîntîmpinarea eventualelor supmasarcini care pot apărea la aceste amplificatoare sînt tratate în capitolul al doilea.

Amplificatoarele finale de curent alternativ, ca amplificatoare clasă A şi clasă B, cît şi modalitatea conectării transistorilor pentru obţinerea unor puteri mari sînt analizate în capitolul al treilea.

Capitolul IV este cel mai important capitol al lucrării, tratînd despre problema transistorilor în amplificatoarele de curent mediu. În prima parte a acestui capitol sînt analizate posibilităţile transistorilor în acţionarea unui releu electromagnetic comandat de un semnal alternativ, iar polarizarea transistorului făcîndu-se de la o sursă de tensiune continuă.

În partea a doua a acestui capitol sînt analizate caracteristicile şi posibilităţile alimentării transistorilor prin tensiuni alternative, stabilindu-se şi performanţele etajelor cu transistori alimentaţi în acest mod.

Ultimul analizează posibilităţile de obţinere a unor amplificatoare sensibile la fază. În acest capitol sînt analizate cîteva tipuri de montaje de amplificatoare sensibile la fază cum şi calcularea performanţelor acestor etaje.

Cartea se încheie cu o completare asupra metodei de măsură a parametrilor transistorilor lucrînd la semnalele mari.

În cele 150 de pagini ale cărţii sînt expuse într-un mod logic şi uşor accesibil, bazele utilizării transistorilor în sistemele de reglaj automat, exemplificînd de multe ori pe diferite tipuri de transistori sovietice.

Cartea se adresează atît inginerilor şi tehnicienilor care lucrează în electronică şi automatică cît şi studenţilor de la facultăţile de electronică şi telecomunicaţii.

CZ 621.318.5 (083.72)

ACADEMIA DE ŞTIINŢE A U.R.S.S., Comitetul de terminologie tehnică: **Terminologie referitoare la relee** (Akademia Nauk SSSR Komitet Tehnicescoi terminologhii: Terminologhia rele.) Editura Academiei de Ştiinţe a U.R.S.S. Moscova, 1958.

În Uniunea Sovietică se acordă o deosebită grijă lucrărilor cu privire la elaborarea şi sistematizarea terminologiei tehnice. În acest scop a fost creat „Comitetul de terminologie tehnică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S." Din acest comitet fac parte cei mai autorizaţi specialişti din toate domeniile tehnicii, ceea ce constituie o garanţie a succesului lucrărilor întreprinse. Remarcăm că toate proiectele de terminologie sînt supuse unei largi discuţii în masa tehnicienilor, redactarea finală fiind o sinteză a celor mai bune sugestii şi păreri exprimate liber atît în paginile revistelor de specialitate, cît şi în consfătuirile convocate special în acest scop.

Culegerile de termeni sînt editate în broşuri separate din colecţia „Culegeri de termeni recomandaţi" sub redacţia generală a academicianului A. M. TERPIGOREV.

Broşura pe care o recenzăm constituie fascicola a 49-a a colecţiei amintite şi are ca scop stabilirea terminologiei referitoare la relee.

Releele constituie unele dintre cele mai răspîndite elemente ale schemelor de automatizări, protecţie, semnalizări telecomunicaţii etc.

O dată cu dezvoltarea acestor ramuri ale tehnicii, diversitatea construcţiilor şi funcţiilor îndeplinite de relee a devenit atît de mare, încît stabilirea unei terminologii precise se simţea din ce în ce mai necesară.

În U. R. S. S., Comitetul de terminologie tehnică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S. a început încă din 1937 lucrări în acest scop. Aceste lucrări s-au încheiat în 1938 cu elaborarea unui proiect publicat în Buletinul Comitetului de terminologie tehnică, pe baza căruia s-au început discuţiile care au condus la elaborarea în 1941 a standardului terminologic de relee. Lucrarea a fost întocmită sub conducerea Acad. S. S. CEAPLÎGHIN şi D. S. LOTTE cu participarea lui P. A. AZBUCHIN, M. A. GAVRILOV, V. A. KRESTOVSKI, N. F. MARGOLIN, E. N. PETRINSKI, N. O. ROGHINSKII şi D. O. STEINHAUS.

Progresele recente în construcţia şi utilizarea releelor au necesitat completarea lucrării editate în 1941.

În acest scop, Comitetul de terminologie tehnică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S., în colaborare cu Institutul de automatică şi telemecanică al Academiei de Ştiinţe a U. R. S. S. au elaborat un nou proiect de terminologie referitor la relee. La acest proiect au colaborat parţial o serie întreagă de institute de învăţămînt, proiectări şi cercetări. În 1955, proiectul a fost supus unei discuţii generale care a condus la elaborarea sa definitivă.

Atît termenul de „releu", cît şi terminologia corespunzătoare se referă numai la „releele pentru comanda circuitelor electrice". O terminologie analogă, construită pe aceeaşi bază, se poate elabora şi pentru releele care acţionează în circuitele pneumatice, hidraulice etc.

Comitetul a avut în vedere numai releele care acţionează în circuitele electrice, deoarece acestea au răspîndirea cea mai mare.

Prin „releu" se înţeleg numai aparatele care efectuează comanda circuitelor secundare (de comandă, semnalizare, protecţie etc), făcîndu-se o distincţie netă între acestea şi aparatele care servesc la comutarea circuitelor de forţă.

Culegerea conţine 175 de termeni împărţiţi în 12 secţiuni după cum urmează:

Secţiunea 1-a: „Concepte generale", cu 10 termeni.

Secţiunea a 2-a: „Termeni referitori la funcţionarea releelor", cu 24 de termeni.

Secţiunea a 3-a: „Termeni referitori la organele principale ale releelor", cu 12 termeni.

Secţiunea a 4-a: „Termeni referitori la durata de acţionare a releelor", cu 14 termeni.

Secţiunea a 5-a: „Termeni referitori la caraterisiticile calitative ale fenomenelor faţă de care releele sînt destinate să reacţioneze", cu 5 termeni.

Secţiunea a 6-a: „Termeni care caracterizează releele în funcţie de domeniul de variaţie al mărimilor, în care sînt destinate să acţioneze", cu 5 termeni.

Secţiunea a 7-a: „Termeni care caracterizează releele după forma funcţionalei care leagă mai multe mărimi fizice, în raport cu care releele sînt destinate să reacţioneze", cu 6 termeni.

Secţiunea a 8-a: „Termeni care caracterizează releele după natura fenomenului faţă de care sînt destinate să reacţioneze", cu 6 termeni.

Secţiunea a 9-a: „Termeni care caracterizează releele după natura mărimii fizice faţă de care sînt destinate să reacţioneze", cu 39 termeni.

Secţiunea a 10-a: „Termeni care caracterizează releele după starea obiectului pe care îl comandă", cu 12 termeni.

Secţiunea a 11-a: „Termeni care caracterizează releele după poziţia şi funcţiunile pe care le îndeplinesc", cu 18 termeni.

Secţiunea a 12-a „Termeni care caracterizează releele după fenomenele care au loc în interiorul lor şi care se folosesc pentru funcţionarea lor, cu 24 termeni.

Prezentarea termenilor se face pe cinci coloane. În prima coloană sînt trecute numerele de ordine, în coloana a doua denumirile termenilor, în coloana a treia definiţiile termenilor, în coloana a patra denumirile sinonime nerecomandate ale termenilor şi în coloana a cincea denumirile termenilor în limba germană, engleză şi franceză. O parte din termenii în limbile străine au fost extraşi din Vocabularul Electrotehnic Internaţional şi sînt tipăriţi cu litere cursive, restul provin din publicaţiile străine de mare autoritate ştiinţifică. La sfîrşitul fascicolei sînt daţi indicii alfabetici ai termenilor în limbile rusă, germană, engleză şi franceză.

La elaborarea definitivă a culegerii a lucrat o comisie sub preşedinţia lui B. S. SOTSCOV (cunoscut prin lucrarea despre relee, publicată recent în traducere românească), alcătuită din I. E. DECABRUN, O. L. KANAVET, IA. A. KLIMOVITKI, A. Z. MELNICIUK, V. N. REGHINSKII, I. A. SMORODINSKI, N. K. SUHOV, V. L. FABRIKANT, A. B. FELDMAN, B. I. FILIPOVICI şi A. M. STEINHAUS.

Editarea acestei terminologii prezintă în afară de interesul terminologic propriu zis, important pentru tehnicienii sovietici, şi un interes mai general datorită sistematizării materialului. În plus, cititorul are la dispoziţie, în afară de termenii în limba rusă, traducerile lor în cele trei limbi de circulaţie mai largă în publicaţiile tehnice. Pentru specialiştii din ţara noastră, această terminologie poate constitui o bază foarte solidă de pornire, pentru elaborarea în viitor a unei lucrări similare în limba română. Dicţionarele şi Lexiconul Tehnic pot găsi o bogată sursă de inspiraţie pentru termenii corespunzători.

A. ŢUGULEA

CZ 621.38:338.062.214

J. D. RYDER: **Electronică industrială**. Mc Graw-Hill, New-York, 1957, 10 + 666 p.

Este ştiut că electronica a apărut şi s-a dezvoltat în strînsă legătură cu radiotehnica. Însă în ultimele decenii electronica pătrunde în ramuri din ce în ce mai diferite ale tehnicii, în special cu electrotehnică şi electroenergetică, ceea ce a determinat detaşarea ei ca disciplină tehnică de sine stătătoare.

Cartea lui J. D. RYDER, „Engineering Electronics" constituie una din încercările cele mai interesante de a prezenta la un nivel superior problemele de bază ale electronicii industriale, legate nu atît de transmisiunile cu sau fără fir, ci de controlul şi comanda proceselor tehnologice şi instalaţiilor electroenergetice de mare putere.

Materialul e împărţit în 18 capitole. Primele trei capitole expun procesele fizice elementare din tuburile electronice, caracteristicile statice şi dinamice şi circuitele echivalente ale tuburilor.

Capitolele 4—7 se referă la amplificatorii de joasă frecvenţă. Aci se descrie funcţionarea tubului cu catodul, placa şi grila la pămînt, performanţele amplificatorilor RC la semnale sinusoidale şi impulsuri, problemele etajelor de putere, proprietăţile amplificatorilor cu reacţie negativă.

Cap. 8 reprezintă o introducere în teoria amplificatorilor de curent continuu şi a amplificatorilor operaţionali; autorul prezintă aci schemele cele mai importante folosite în maşinile electronice de calcul, de tip analogic. În cap. 9 sînt tratate circuitele basculante, generatorii de relaxare (inclusiv multivibratorii) şi, legate de acestea, elementele maşinilor de calcul, de tip digital.

Cap. 11 conţine amplificatorii şi oscilatorii clasă C şi aplicaţiile lor în tehnica încălzirilor prin curenţi de înaltă frecvenţă. Partea electronică e aci mai puţin dezvoltată, poate chiar prea elementară, mai ales în ceea ce priveşte teoria oscilatorilor.

În cap. 12 se expune teoria semiconductorilor, proprietăţile, caracteristicile şi circuitele echivalente ale tranzistorilor. Foarte pe scurt se dau şi cîteva montaje cu tranzistori.

Cap. 13 este intitulat „Elemente fotoelectrice şi aplicaţiile lor. Tratarea este aci clasică, însă autorul descrie aci şi unele organe mai speciale, cum sînt fototranzistorii şi amplificatorii de lumină. Sînt prezentate cîteva scheme de relee fotoelectrice.

Alimentarea cu energie electrică este un domeniu deosebit de important al electronicii. Aceste probleme sînt studiate în capitolele 10 (redresori cu tuburi cu vid şi stabilizatori), 14 (tuburi cu gaz şi redresori cu gazotroane) şi 15 (tiratroane, redresori comandaţi, ignitroane, invertori). Analiza matematică în aceste capitole se bazează pe simplificări maxime, ceea ce impune folosirea rezultatelor obţinute cu oarecare rezervă.

Cap. 16 tratează releele electronice şi circuitele pentru comanda instalaţiilor de sudură, iar în cap. 17 se expun schemele principale de acţionări electrono-ionice pentru motoarele de curent continuu şi curent alternativ (circuite de comandă, reglajul manual şi automat al vitezei, relaţia dintre cuplu şi viteză).

Cap. 18 „Servomecanisme" are caracterul unei scurte introduceri matematice în teoria reglajului automat, însă este prevăzut şi cu unele exemple simple, de principiu.

Pentru a da o apreciere generală asupra cărţii, trebuie amintit în prealabil că domeniul electronicii industriale este extrem de vast şi nu este încă delimitat atît de precis ca, de exemplu, domeniul radiotehnicii. Într-un volum de 666 pagini este extrem de dificil să se prezinte aplicaţiile electronicii în industria modernă într-un mod care să satisfacă toate exigenţele. De aceea, autorul, după cum menţionează singur, a decis în mod arbitrar să includă sau să excludă unele probleme. Inevitabil, de aci au rezultat o serie de inegalităţi. Astfel, lăsînd la o parte capitolele 1—7, care sînt clasice, ni se pare că capitolele 8, 9 şi 17 sînt cele mai reuşite, deoarece autorul a ştiut să încadreze într-un mod armonios problemele respective (relativ noi din punct de vedere al aplicaţiilor practice)în ansamblul unui curs general de electronică tehnică modernă. În schimb, pare prea sumară tratarea altor subiecte, ca de exemplu tuburile cu gaz, redresorii polifazaţi cu comandă pe grilă, invertorii, ultrasunetele şi aplicaţiile lor. Este de asemenea regretabil faptul că nu s-au tratat de loc unele chestiuni cum sînt aparatele electronice de măsură sau aparatele de raze X.

Cu toate acestea, cartea prezintă un interes incontestabil în primul rînd prin faptul că cele mai multe şi mai importante probleme ale electronicii industriale moderne au fost cuprinse şi tratate la un nivel ştiinţific destul de ridicat, într-un volum de dimensiuni potrivite. Numeroasele exemple şi probleme, care însoţesc textul, pot ajuta în mod esenţial cetitorului care doreşte să studieze şi să aprofundeze materialul prezentat. De aceea, cartea în ansamblul ei trebuie privită ca o lucrare reuşită, care va fi de un real folos inginerilor electricieni.

M. BERLADSOHI

CZ 621—52

A. A. FELDBAUM: **Sisteme electrice de reglaj automat** Oboronghiz, Moscova, 1957. 808 p. 380 fig.

Automatizările moderne folosesc în majoritatea cazurilor sisteme electrice, însă principiile elaborării, analizei şi realizării dispozitivelor automate sînt de regulă aceleaşi, indiferent de natura fizică a organelor şi elementelor utilizate (pneumatice, hidraulice etc.). De aceea, prof. A. A. FELDBAUM şi-a intitulat cartea „Sisteme electrice de reglaj automat". De fapt, lucrarea care cuprinde un material teoretic bogat, reprezintă un curs general de teoria reglajului automat, întocmai pe baza prelegerilor ţinute de autor.

Capitolul I este o introducere în care se expun principiile fundamentale ale reglării automate a diferite mărimi fizice. Aci se precizează noţiunile teoretice de bază, se prezintă schemele bloc ale sistemelor curente şi se dă o scurtă privire istorică asupra dezvoltării sistemelor de reglaj automat.

În capitolul II sînt descrise ele mai importante organe componente ale sistemelor de reglaj automat — elementele de măsură (traductoare), de comandă (amplificatoare de diferite tipuri şi de execuţie. Autorul indică comparativ

structura, metodele de analiză şi performanţele acestor organe.

Capitolul III cuprinde deservirea principiilor de funcţionare ale schemelor principale de automatizare (regulatoare de tensiune, de viteză, de poziţie, de temperatură etc.).

Capitolul IV este intitulat „Ecuaţiile şi schemele structurale ale sistemelor de reglaj automat". Aci sînt expuse metodele fundamentale de calcul al elementelor şi sistemelor de automatizare: amplificatoare, circuite de diferenţiere şi integrare, circuite oscilante etc. Toate aceste elemente sînt discutate în raport cu caracteristicile procesului de reglaj, independent de natura fizică concretă a mărimii reglate sau de natura fizică a echipamentului. Autorul stabileşte ecuaţiile de legătură între mărimile de intrare şi de ieşire (funcţiile de transfer ale elementelor), dînd o serie de exemple.

Capitolul VI se referă la utilizarea calculului operaţional în studiul sistemelor de reglaj automat. Aci se expun bazele şi teoremele principale ale calculului operaţional (transformarea Laplace-Larson) şi se stabilesc operatorii diferitelor elemente componente ale sistemelor.

Capitolele V şi VII cuprind studiul stabilităţii sistemelor de reglaj automat. Autorul foloseşte cîteva metode (metoda rădăcinilor caracteristice, metoda de frecvenţă etc.) şi dezvoltă criteriile de stabilitate Routh-Hurwitz, Nyquist, Mihailov.

Capitolele VIII şi IX tratează problemele proceselor tranzitorii în sistemele automate, analiza lor fiind bazată pe diferite metode (caracteristicile de frecvenţă, criteriul distribuţiei rădăcinilor, planul fazelor, caracteristicile logaritmice etc.).

În capitolul X (Sisteme liniare speciale de reglaj automat) se descriu sistemele cu întîrziere, sistemele cu reglaj discontinuu şi sistemele cu modulaţie.

În capitolul XI sînt prezentate sistemele neliniare. Autorul deduce ecuaţiile neliniare ale elementelor şi sistemelor (metodele Liapunov, metoda parametrului mic şi altele) şi tratează problema proceselor tranzitorii în sistemele neliniare.

Capitolul XII se ocupă de modelele electrice ale sistemelor de reglaj automat. Aci se discută necesitatea şi oportunitatea studiului experimental al dinamicii sistemelor automate şi utilitatea modelelor în acest studiu. Sînt indicate schemele structurale ale modelelor şi procedeele de modulare a diferitelor elemente şi organe.

Capitolul XIII cuprinde metodele statistice în teoria reglajului automat. În legătură cu diversitatea perturbaţiilor care pot acţiona asupra sistemelor de automatizare, se scoate în evidenţă necesitatea de a se ţine seama de eroarea maximă care poate să apară ca urmare a perturbaţiei maxime.

În capitolul XIV (Sinteza sistemelor de reglaj automat), după ce se expun problemele principale în proiectarea sistemelor automate, autorul dezvoltă diferite metode de sinteză (metoda de frecvenţă, distribuţia rădăcinilor etc.), insistînd asupra sintezei sistemelor optime din punct de vedere al vitezei de răspuns.

În expunere, autorul pune accentul în primul rînd pe dezvoltarea teoretică, folosind un instrument matematic de nivel superior. De aceea, cartea are mai ales caracterul unei lucrări de analiză a sistemelor de reglaj automat, fără să cuprindă prea multe exemple de dispozitive şi echipamente complete folosite în automatizarea proceselor industriale. De asemenea, problemele de sinteză şi proiectare sînt schiţate numai în linii generale. În consecinţă, cartea e menită să servească pentru studiul teoretici de bază, pe care inginerul urmează să-l completeze cu examinarea dispozitivelor concrete de automatizare.

În ansamblu, manualul lui A. A. FELDBAUM va putea fi util pentru studenţii institutelor politehnice, care studiază teoria reglajului automat şi pentru inginerii care vor să aprofundeze această disciplină modernă sau să se specializeze în acest domeniu. M. BERLADSCHI

621.314. J.

LOSSE, J. : **Transistorul.** R. Oldenburg, München, 1957, 207 p.

Lucrarea se dedică atît aspectelor fizice cît şi tehnice ale transistorilor, consemnînd în acelaşi timp cele mai recente realizări în acest domeniu, care progresează vertiginos.

Primul capitol se consacră unui istoric al transistorilor. Capitolul II tratează unele aspecte ale fizicii semiconductoarelor. Se enunţă proprietăţile semiconductoarelor, conductibilitatea proprie a cristalelor de semiconductor, conductibilitatea datorită deranjării structurii cristaline, legarea *p-n* a redresoarelor şi se prezintă mai în detaliu transistorul cu joncţiuni şi cel cu contacte punctiforme.

Capitolul 3 tratează formele de prezentare ale transistorilor. Aici se expune pe larg stadiul actual al dezvoltării transistorilor cît şi unele tipuri speciale.

În capitolul 4 se descriu proprietăţile tehnice. Aici se face analogia dintre transistori şi tuburi electronice, după care se tratează caracteristicile şi schemele echivalente pentru amplificarea semnalelor mici cît şi pentru zgomot. Apoi se consideră proprietăţile transistorilor sub aspectul constructiv al montajelor cu elemente semiconductoare.

Schemele cu transistori formează obiectul capitolului al cincilea. Se tratează scheme de amplificare ca: amplificare de curent continuu, scheme de reglare, amplificare de joasă frecvenţă; amplificarea impulsurilor, rezistenţe negative, scheme de oscilatoare.

Capitolul 6 se ocupă de notaţii şi simboluri iar capitolul 7 dă bibliografia pe capitole a lucrării.

Cartea prezintă un bogat material, sub aspect fizic lipsind complet o tratare matematică.

Condiţii grafice bune dublate de o serie de planşe în culori sugestive şi deosebit de utile fac ca să crească valoarea lucrării. Cartea Dr. ing. habil. J. DOSSE este de o reală valoare pentru cei ce vor să se îndrumeze în fizica şi tehnica transistorilor. L. L.

СОДЕРЖАНИЕ

РЕДАКЦИЯ:

Грандиозная программа технического прогресса

Automatica electronica, II (1958) №. 6, стр. 233-234.

ДК 621. 317.7.083.7:621.398

DUMA, M., ROISMAN, W., и COLIN, L.:

Универсальный статический прибор для телеизмерения физической цепи.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 6, стр. 235-240

Излагается схема, конструктивные особенности и результаты испытаний статического, универсального, компенсированного прибора для переизмерений фиических цепей.

ДК 621.374:621.387.4

ŢINTĂ, FL., и DUMITRESCU, R.:

Интегрирующий контур быстрого „совмещения“.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 6, стр. 241-244

Описан интегрирующий контур быстрого „совмещения", для определения продолжительности импуль—сов порядка наносекунд.

ДК 621.372.512.22/.23:681.142

ŢARINA, E.N.:

Дифференцирующий контур CRCR.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 6, стр. 244-248

Исследуется возможность применения контура CRCR для дифференциирования и его особенности по сравнению с контуром. Рассматривается поведение контура при импульсном питании и даются указания для проэктирования.

ДК 539.16.08:621.38

COMĂNESCU, V.:

Электронные цепи для автоматического управления камеры с туманом.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 6, стр. 248-253

После краткого изложения принципа действия камеры Вильсона, описывается камера с туманом и соответствующая вспомогательная аппаратура. Электронная часть автоматического устройства, обеспечивающая циклическую работу камеры, дана в форме блок-схемы. Описаны различные цепи управления.

ДК 531.717.11:531.75:539.155.2

HERŞCOVICI, H.:

Измерение толщины и плотности материалов с применением радиоактивных изотопов.

Automatica şi electronica, II (1958) №. 6, стр. 253-263

В статье синтетизируются данные по изменению толщины и плотности материалов с применением радиоактивных изотопов по методу поглощения и возвратной диффузии излучений. Подробно рассматривается соответствующая аппаратура и подчеркиваются особенности составляющих ее элементов.

ЛАБОРАТОРНАЯ ЗАМЕТКИ, стр. 264

ЗАМЕТКИ, КОМЕНТАРИИ стр. 265-266

ХРОНИКА, стр. 267

РЕФЕРАТЫ, 268

РЕЦЕНЗИИ, 269-272

INHALTSVERZEICHNIS

SCHRIFTLEITUNG:

Ein Grosartiges Program des technischen Fortschritts

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 233—234.

DK 621.317.7.083.7:621.398

DUMA, M., ROISMAN, W. u. COLIN, L.:

Statisches Universalgerät für Fernmessungen auf realen Leitungen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 235—240.

Es werden die Schaltung, die Aufbaueigenheiten und die Eigenschaften eines kompensierten Universalgerätes für Fernmessungen auf realen Leitungen dargelegt das zür Gänze statisch ausgeführt wurde.

DK 621.374:621.387.4

ŢINTĂ, F. u. DUMITRESCU, R.:

Integrationskreis mit schneller Koinzidenz

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 241—244.

Es wird ein zur Bestimmung der Impulsdauer im Nonasekundenbereich verwendeter Integrationskreis mit schneller Koinzidenz beschrieben.

DK 621.372.512.22/.23:681.142

ŢARINĂ, E.N.:

CRCR-**Kreise für Differenzierung**

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 244—248.

Es wird die Möglichkeit untersucht den CRCR-Kreis als Differenzierungskreis zu verwenden und seine Eigenheiten gegenüber dem CR-Kreis werden erörtert. Desgchleichen wird das Verhalten des Kreises in Bezug auf Impulse gepriift und es werden Entwurfsanleitungen gegeben.

DK 539.16.08:621.38

COMĂNESCU, V.:

Röhrenschaltungen für die selbsttätige Steuerung der Nebelkammer

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 248—253.

Nach einer kurzen Darstellung des Arbeitsprinzips der Wilsonkammer, wird schematisch eine Nebelkammer mit den dazugehörigen Geräten beschrieben. Der elektronische Teil der Regelungsvorrichtung, die den zyklischen Betrieb der Kammer sichert ist als Blockschaltung dargestellt, gefolgt von der Beschreibung der verschiedenen Steuerungskreise.

DK 531.717.11:531.75:539.155.2

HERŞCOVICI, H.:

Messung der Dicke und Dichte von Werkstofen mit Hilfe von radioaktiven Isotopen

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 253—263.

Der Artikel fasst die Kenntnisse zusammen, betreffend die Messung der Dicke und Dichte von Werkstoffen mit Hilfe von radioaktiven Isotopen durch das Strahlenabsorptions verfahren und durch das Verfahren der Retrodiffusion der Strahlen. Die Geräte werden näher behandelt und die Eigenheiten der Bauelemente angeführt.

LABOR NOTEN, S. 264.

NOTEN u. BESPRECHUNGEN, S. 265—266.

CHRONIK, S. 267.

REFERATE, S. 268.

BUCHBESPRECHUNGEN, S. 269—272.

SOMMAIRE

EDITEUR :

Une grandieusse programe pour le progres technique.

Automatica şi electronica, II (1958) H. 6, S. 233—234.

CD 621.317.7.083.7:621.398

DUMA, M., ROISMAN, W. et COLIN, L. :

Appareil statique universel pour télémesure sur un circuit physique

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 235—240

On expose le schéma, les particularités constructives et les performances d'un appareil universel du type compensé, pour télémesure sur circuit physique, réalisé complètement statique.

CD 621.374:621.387.4

ŢINTĂ, F. et DUMITRESCU, R. :

Circuit integrateur à coincidence rapide

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 241—244.

On decrit un circuit integrateur à coincidence rapide utilisé pour déterminer la durée des impulsions du domaine des 10^{-9} secondes nanosecondes

---

CD 621.372.512.22/.23:681.142

ŢARINĂ, E N. :

Circuits de différention CRCR

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 244—248.

On étudie la possibilité d'utiliser le circuit CRCR comme circuit de différention ainsi que ses particularités en comparaison avec le circuit CR On analyse aussi le comportement du circuit sous l'action des impulsions et on donne des indications pour executer le projet

---

CD 539.16.08:621.38

COMĂNESCU, V. :

Circuits électroniques pour la comande automatique de la chambre à brouillard

Automatica şi electrcnica, II (1958) no. 6, p. 248—253.

Après un bref exposé du principe de fonctionnement de la chambre de Wilson on decrit une chambre à brouillard ainsi que l'appareillage annexè correspondant. La partie électronique du dispositif d'automation qui assure le fonctionnement cyclique de la chambre et présenté sous forme de schéma bloc, suivi de la description des différents circuits de comande

---

CD 531.717.11:531.75:539.155.2

HERŞCOVICI, H. :

La mesure de l'épaisseur et de la densité des matériaux à l'aide des isotopes radioactifs

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 253—263.

L'ouvrage synthétise les connaissances concernant la mesure de l'épaisseur et de la densité des matériaux à l'aide des radioisotopes par la methode de l'absorbtion des radiations et la methode de la retrodiffusion des radiations On insiste sur l'appareillage en passant, en revue les particularités des élements components

---

NOTES DE LABORATOIRES, p. 264
NOTES ET COMENTAIRES, p. 265—266
CHRONIQUE, p. 267.
REFERATES, p. 268
BIBLIOGRAPHIES, p. 269—272

CONTENTS

EDITOR :

A great program of technical progress

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 233—234.

CZ 621.317.7.083.7: 621.398

DUMA, M., ROISMAN, W., and COLIN, L. :

A universal static apparatus for telemetering on physical circuit

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 235—240

The circuit, detalis of construction and the performance are presented of an universal compensated apparatus built completely static, for telemetering on physical circuits.

CZ 621.374: 621.387.4

ŢINTĂ, F. and DUMITRESCU, R. :

Integrating circuit for rapid coincidence

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 241—244

An integrating circuit for rapid coincidence is described. used for the determination of impulses of the order of milimicroseconds.

CZ 621.372.512.22/.23: 681.142

ŢARINĂ, E. N. :

Differentiating circuits CRCR

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 244—248

The posibilities are studied of using the CRCR circuit as a differentiating circuit and its particularites as compared with the RC circuit. The behavior of the circuit is also analised when subjected to impulses and design indications are given.

CZ 539.16.08: 621.38

COMĂNESCU, V. :

Electronic circuits for the automatic control of the mist chamber

Automatica şi electronica, II (1958) no. 6, p. 248—253

After a short presentation of the principle of operation of the Wilson chamber a mist chamber and the corresponding auxiliary apparatus are briefly described. The electronic part of the automatic control device, whichassures the cyclic operation of the chamber, is first presented as a block diagram then the description is given of several control circuits.

CZ 531.717.11: 531.75: 539.155.2

HERŞCOVICI, H. :

The measurement of width and density of materials by means of radioactive isotopes

Automatica şi electronica, II (19598) no. 6, p. 253—263

A synthesis is presented on the methodes of measurement of width and density of materials by means of radioactive isotopes, applyng the method of absorbtion and of retrodiffusion of radiations. Stress is laid on constructional details of the apparatuses used.

LABORATORY NOTES, p. 264.
NOTES AND COMENTARY, p. 265—266
CHRONICLE, p. 267
ABSTRACTS, p. 268
BOOKS, p. 269—272

MŰSZAKI KÖNYVTÁR ORSZÁGOS 1883

INGINERI ŞI TEHNICIENI

ABONAŢI-VĂ din timp pe anul 1959 la revistele tehnice de specialitate, elaborate de Asociaţia Ştiinţifică a Inginerilor şi Tehnicienilor, care aduc la cunoştinţă cadrelor tehnice din producţie, învăţămînt, cercetare şi proiectare, ultimile realizări obţinute în ştiinţele tehnice din ţară şi străinătate.

APAR LUNAR:

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA
CELULOZĂ ŞI HIRTIE
ELECTROTEHNICA
ENERGETICA
HIDROTEHNICA
INDUSTRIA LEMNULUI
INDUSTRIA TEXTILĂ
INDUSTRIA UŞOARĂ
METALURGIA ŞI CONSTRUCŢIA DE MAŞINI
PETROL ŞI GAZE
REVISTA CONSTUCŢIILOR ŞI A MATERIALELOR DE CONSTRUCŢII
REVISTA DE CHIMIE
REVISTA INDUSTRIEI ALIMENTARE–PRODUSE ANIMALE
REVISTA INDUSTRIEI ALIMENTARE — PRODUSE VEGETALE
REVISTA MINELOR
REVISTA PĂDURILOR
REVISTA TRANSPORTURILOR
TELECOMUNICAŢII

Un abonament anual pentru ingineri şi tehnicieni lei 30, pentru biblioteci, instituţii, combinate tehnice etc. lei 100, prin cont viramcnt nr. 071012 DOC B.R.P.R.

Abonamentele se primesc la sediul Consiliul Central ASIT

CALEA VICTORIEI Nr. 118

LEI 5